AUDIO HANDBOOK

PREAMPLIFICATORI ● AM, FM e FM STEREO ● AMPLIFICATORI DI POTENZA ● MISCELLANEA

EDIZIONE ITALIANA

JACKSON ITALIANA EDITRICE

AUDIO HANDBOOK

Autori
Dennis Bohn
John Wright
Ron Page
Tim Regan
Thomas B. Mills
John Maxwell
Tim D. Isbell
Nello Sevastopulos
Jim Sherwin

Traduzione e rielaborazione in lingua italiana
Mipro s.r.l.

© Copyright - Jackson Italiana Editrice s.r.l. P.zza Borromeo, 10 - 20124 Milano
Tutti i diritti sono riservati - Nessuna parte di questo libro può essere riprodotta, posta in sistemi di archiviazione, trasmessa in qualsiasi forma senza l'autorizzazione scritta dell'editore.
Prima edizione - Novembre 1977
Stampato da: Litografia Del Sole - Via Isonzo, 14 - 20094 Buccinasco

1.0 Introduzione 1

2.0 Preamplificatori 2

3.0 AM, FM e FM Stereo 3

4.0 Amp di Potenza 4

5.0 Miscellanea 5

6.0 Appendici 6

Le informazioni contenute in questo libro sono state scrupolosamente controllate e si presume che siano completamente attendibili. Tuttavia non si assume alcuna responsabilità per eventuali inesattezze.

La National Semiconductor si riserva il diritto di modificare le specifiche dei prodotti elencati in qualsiasi momento e senza preavviso.

Sommario

1.0 Introduzione

1.1 Scopo del manuale 1-1
1.2 Parametri IC applicati al campo audio 1-1

2.0 Preamplificatori

2.1 Reazione/retroreazione invertente o non invertente 2-1
2.2 Considerazioni di progetto riguardo al layout, anelli di terra e by-pass delle alimentazioni . . . 2-1
2.3 Rumore 2-3
2.4 Raddrizzamento audio 2-11
2.5 Scelta del preamplificatore doppio 2-12
2.6 Preamplificatore doppio a basso rumore LM 381 2-13
2.7 Preamplificatore doppio LM 381 A per applicazioni con bassissimo livello di rumore 2-17
2.8 LM 387/387 A preamplificatore doppio a basso rumore minidip. 2-20
2.9 Preamplificatore doppio a basso rumore LM 382 con matrice di resistenze 2-22
2.10 Preamplificatore stereo LM 1303 2-26
2.11 Preamplificatore fono ed equalizzazione RIAA 2-27
2.12 Preamplificatore per registratori a nastro ed equalizzazione NAB 2-34
2.13 Preamplificatore per microfoni 2-40
2.14 Controlli di tono 2-44
2.15 Filtri anti scratch, rumble e filtri per il parlato 2-54
2.16 Filtri attivi passabanda 2-57
2.17 Equalizzatore d'ottava 2-57
2.18 Miscelatori (Mixer) 2-65
2.19 Linee a bassa impedenza 2-66
2.20 Switching audio privo di rumore 2-66

3.0 AM, FM e FM Stereo

3.1 Radio A.M. 3-1
3.2 Sistema ricevitore AM LM 1820 3-4
3.3 Rivelatori e amplificatori FM IF 3-8
3.4 Limitatori semplici 3-8
3.5 Blocchi di guadagno 3-13
3.6 Rivelatori e amp IF completi 3-13
3.7 Il LM 3089 il più popolare sistema FM IF attualmente esistente 3-18
3.8 Multiplex stereo FM 3-24
3.9 Definizioni di termini di uso frequente 3-28

4.0 Amp di Potenza

4.1 All'interno dei circuiti integrati di potenza 4-1
4.2 Indicazioni di progetto riguardo al layout, anelli di terra e by-pass dell'alimentazione 4-5
4.3 Scelta dell'amp di potenza 4-5
4.4 Amp doppi a 2, 4, 6 W di potenza LM 377, LM 378 e LM 379 4-9
4.5 Amp audio di potenza LM 380 4-23
4.6 Amp di potenza audio LM 384 4-31
4.7 Amp audio di potenza a bassa tensione LM 386 4-33
4.8 Amp audio di potenza a bassa tensione LM 389 con serie di transistor NPN 4-36
4.9 Amp audio di potenza « Bootstrapped » LM 388 4-41
4.10 LM 390, audio di potenza da 1 W operante con batteria 4-45
4.11 Amp di potenza incrementati 4-46
4.12 Dissipazione di potenza 4-47
4.13 Effetti dei carichi delle casse acustiche 4-50
4.14 Assorbimento del calore 4-51

(continua)

Sommario

5.0 Miscellanea

5.1 Amplificazione doppia 5-1
5.2 Reti di Crossover attivi 5-1
5.3 Riverbero 5-8
5.4 Phase shifter 5-11
5.5 Fuzz 5-12
5.6 Tremolo 5-12
5.7 Preamplificatore per pick-up acustici 5-13

6.0 Appendici

A1.0 Progetto dell'alimentazione 6-1
A2.0 Conversione in decibel 6-11
A3.0 Trasformazione stella-triangolo 6.12
A4.0 Blocchi circuitali fondamentali 6-12
A5.0 Analisi del rumore delle testine fono magnetiche 6-14
A6.0 Amp op di uso generale utili in applicazioni audio 6-17
A7.0 Resistenze di reazione e rumore di un amp 6-18
A8.0 Affidabilità 6-19

CAPITOLO 1.0
INTRODUZIONE

1.0 INTRODUZIONE

In pochissimi anni la NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION ha acquisito un ruolo preminente — se non forse il ruolo di leader — in tutti i tipi prodotti a semiconduttore.
I noti circuiti integrati (IC) National, lineari e digitali, sono diventati standard in tutti i campi della progettazione.
Questo manuale ha lo scopo di informare tutti coloro che sono implicati nel progetto di sistemi audio riguardo alla larga scelta, offerta dalla N.S., di IC appositamente realizzati per soddisfare le esigenti richieste di una accurata riproduzione audio.
Lungi dall'essere solo una raccolta di « data sheet » queste pagine contengono discussioni particolareggiate (spesso sono inclusi completi particolari di progetto) riguardanti numerosi aspetti dell'elettronica audio.
Abbondanti spiegazioni ed esempi completi di progetti reali rendono chiari numerosi aspetti di questa elettronica finora non disponibili apertamente.

1.1 SCOPO DEL MANUALE

Nel mezzo tra chi lo fa per hobby e l'ingegnere, tra il dilettante e il professionista, tra lo sperimentatore saltuario e il serio progettista c'è tutto uno spazio multiforme pieno di trasformate di LAPLACE, analisi di FOURIER, calcolo complesso, equazioni di MAXWELL, fisica dello stato solido, meccanica ondulatoria, holes, elettroni, un bel po' di misticismo ormai logoro e forse anche una certa compassione.
Questo manuale audio cerca di eliminare un po' di nebbia. Tratta parecchi dei molteplici aspetti della elettronica audio, insistendo più sulla intuizione che su rigide dimostrazioni ovvero dando preferenza al pratico sul teorico.
Ogni argomento è trattato per quel minimo che basta per una adeguata comprensione.
Non si è cercato di evitare la matematica ma la si è relegata a quelle sole parti che la richiedevano.
Alcune sezioni sono più discorsive che altre: una scelta direttamente determinata da madre natura e dall'argomento trattato.
I concetti generali vengono trattati in modo altrettanto completo che i dispositivi particolari: si crede infatti che l'utilizzatore di IC più informato ha poi minori problemi usandoli.
Una scorsa all'indice per argomenti mostra la diversità e il rilievo dato ai singoli contenuti.
All'interno del vasto panorama dell'elettronica audio solo alcune, poche, parti potevano essere trattate in un libro di tali dimensioni.
Di preferenza sono state omesse quelle parti che non implicavano realizzazioni con dispositivi attivi (p. es. altoparlanti, microfoni, trasformatori, puntine, ecc.).
E ora divertitevi.

1.2 PARAMETRI IC APPLICATI AL CAMPO AUDIO

I circuiti audio hanno particolari requisiti riguardo ai parametri IC, i quali, se compresi, servono a facilitare la classificazione e la scelta dei dispositivi.
La maggior parte dei circuiti integrati lineari rientra nella categoria degli AMPLIFICATORI OPERAZIONALI, nel progetto dei quali si è tradizionalmente insistito sul perfezionamento di quei parametri funzionali relativi ad utilizzazioni in DC.
E delle prestazioni AC?
E, più in particolare, come sono le prestazioni audio?
L'AUDIO è un campo abbastanza specialistico, e le sue specifiche per quello che riguarda i circuiti integrati possono essere semplicemente riassunte.
Il circuito integrato deve trattare segnali complessi AC con frequenze tra i 20 ÷ 20.000 Hz, di ampiezza variabile dalle poche centinaia di microvolt a parecchi volt, con fenomeni transitori caratterizzati da fronti a gradino, forme d'onda complesse intervallate da periodi imprevedibili di totale silenzio.
Tutto questo deve essere fatto pulitamente, senza rumore — al sole e con la neve — indefinitamente.
Sfortunatamente è impossibile trovare un tale IC: ci stiamo lavorando ma non è ancora pronto per un nostro immediato diletto.
Nel frattempo il problema che rimane è sempre quello di scegliere tra quanto è disponibile.
Per la più parte si possono trascurare del tutto quei parametri DC come le tensioni e le correnti di offset, le correnti d'ingresso di Bias e le pendenze di deriva.
L'accoppiamento capacitivo per il controllo della larghezza di banda e il funzionamento ad alimentazione unica tolgono ogni preoccupazione per la continua.
Tra le varie specifiche funzionali ad applicazioni AC, forse la più significativa è costituita dallo SLEW RATE.

1.2.1 Slew Rate

Lo SLEW RATE è la massima velocità di variazione (derivata, pendenza) della tensione d'uscita dell'amplificatore e dipende dal fatto che il condensatore di compensazione interno all'amplificatore può disporre[1] solo di correnti finite per i processi di carica e scarica (Capitolo 4.1.2).
Un segnale d'uscita sinusoidale cessa di essere un piccolo segnale quando la sua massima velocità di variazione eguaglia lo slew rate limite S_r dell'amplificatore.
La massima velocità di variazione per un'onda sinusoidale si verifica al passaggio per lo zero e si può facilmente ricavare come segue:

$$v_o = V_p \sin 2\pi ft \quad (1.2.1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = 2\pi f V_p \cos 2\pi ft \quad (1.2.2)$$

$$\left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{t=0} = 2\pi f V_p \quad (1.2.3)$$

$$S_r = 2\pi f_{max} V_p \quad (1.2.4)$$

dove: v_o = tensione d'uscita

V_p = tensione d'uscita (valore di picco)

S_r = massimo valore di $\frac{dv_o}{dt}$

La massima frequenza sinusoidale che un amplificatore, di noto slew rate, potrà seguire senza che l'uscita assuma un andamento triangolare è perciò funzione dell'ampiezza di picco dell'uscita ed è data da:

$$f_{max} = \frac{S_r}{2\pi V_p} \quad (1.2.5)$$

Questa equazione (1.2.5) mostra come il confine tra la risposta a piccoli segnali e la risposta limitata dallo slew rate non è solo funzione del picco del segnale di uscita, ma che modificando la frequenza o l'ampiezza di picco si può continuare a mantenere l'uscita senza distorsioni.
La figura 1.2.1 mostra una immediata rappresentazione grafica dell'equazione (1.2.5): l'area al di sopra di ogni linea V_{picco} rappresenta una risposta, senza distorsioni, a piccoli segnali mentre l'area al di sotto di una certa linea V_{picco} rappresenta una risposta sinusoidale distorta dal fattore limitante dello slew rate.

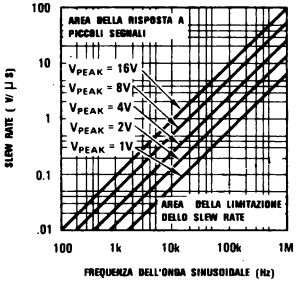


FIGURA 1.2.1 Risposta a onda sinusoidale

Per motivi di convenienza spesso i costruttori di amplificatori riportano tra le loro specifiche una « larghezza di banda a piena potenza » o una « risposta a grandi segnali ».
Tale frequenza può essere ricavata inserendo lo slew rate dell'amplificatore e la tensione d'uscita di picco nell'equazione (1.2.5).
La larghezza di banda dalla continua alla risultante f_{max} è la larghezza di banda a piena potenza ovvero la risposta a grandi segnali dell'amplificatore.
Per esempio la larghezza di banda a piena potenza del LM 741 con un S_r di 0,5 V/µs è circa 6 kHz mentre quella corrispondente del LF 356 con un S_r di 12 V/µs è circa di 160 kHz.

1.2.2 Guadagno ad anello aperto

Poiché ogni prestazione di un amplificatore reazionato dipende pesantemente dal guadagno d'anello disponibile, il guadagno ad anello aperto diventa assai importante.
L'impedenza d'ingresso, l'impedenza d'uscita, la distorsione armonica e la risposta in frequenza sono tutti parametri determinati dalla differenza tra guadagno ad anello aperto e ad anello chiuso, ovvero dal guadagno d'anello (in decibel, dB). Dettagli su questa relazione sono dati nel paragrafo 2.1. Ciò che si richiede è un altissimo guadagno ad anello aperto, più alto è il guadagno migliore il comportamento complessivo.

1.2.3 Larghezza di banda e larghezza di banda del guadagno

Direttamente connessa con le caratteristiche di slew-rate di un amplificatore è la sua larghezza di banda a guadagno unitario o semplicemente larghezza di banda.
La larghezza di banda è definita come la frequenza a cui la curva del guadagno ad anello aperto attraversa l'unità. Dispositivi con alto slew-rate posseggono anche larghe ampiezze di banda.
Dato che le dimensioni del condensatore richiesto per dispositivi compensati internamente determinano in un amplificatore lo slew-rate — e quindi anche la sua larghezza di banda — un metodo utilizzato per il progetto di amplificatori più veloci è semplicemente quello di rimpicciolire tale condensatore.
Con questo si ottiene un IC più veloce a spese però della sua stabilità a guadagno unitario.
Tale amplificatore, che viene chiamato decompensato (a differenza del termine « non compensato » che si usa quando non sono usati condensatori) è l'ideale per la maggior parte delle applicazioni audio che richiedono alto guadagno.
Il termine prodotto banda-guadagno è assai spesso usato al posto di larghezza di banda. I due termini coincidono numericamente ma contengono differenti informazioni.
Il prodotto banda - guadagno (GAIN-BANDWIDTH, GBW) è una indicazione combinata di guadagno ad anello aperto e risposta in frequenza, non essendo altro che il prodotto del guadagno disponibile ad ogni frequenza per tale frequenza.
P. es., un LM 381 con guadagno di circa 2000 V/v a 100 kHz ha una GBW uguale a 20 MHz.
I requisiti di GBW per un amplificatore audio d'uso generale, possono essere così individuati: volendo un guadagno ad anello chiuso di 20 dB a 20 kHz e un guadagno d'anello minimo di 40 dB (per la riduzione della distorsione), il guadagno richiesto sarà 60 dB (1000 V/v) a 20 kHz, cioè un GBW uguale a 20 MHz.
Le specifiche per progetti di bassa e media fedeltà, in cui sono permesse una risposta in frequenza e una maggior distorsione, sarebbero ovviamente meno stringenti.

1.2.4. Rumore

L'importanza del comportamento del rumore per un IC usato per trattare segnali audio è ovvia e richiede solo un minimo di discussione. Le specifiche di rumore normalmente sono date come « totale tensione d'ingresso equivalente di rumore » valutata per una certa ampiezza di banda e impedenza della sorgente.
Questa quantità è la più utile poiché è ciò che viene amplificato dal guadagno anello chiuso dell'amplificatore.
Per grandi impedenze della sorgente anche la corrente di rumore diventa importante e deve essere presa in considerazione, ma poichè la maggior parte di tali impedenze è inferiore a 600 Ω, è sufficiente la conoscenza della tensione di rumore.

1.2.5 Distorsione armonica totale

È pure evidente l'opportunità di avere una bassa distorsione armonica totale (Total Harmonic Distorsion, THD) e non è necessario insisterci. Le prestazioni THD per preamplificatori integrati comprendono il guadagno ad anello chiuso e la frequenza di misura, mentre per gli amplificatori audio viene anche inclusa la potenza d'uscita.

1.2.6 Tensioni di alimentazione

Alcune considerazioni sui limiti delle tensioni di alimentazione possono essere più importanti di quanto sembrerebbe a prima vista.
Per preamplificatori IC e operazionali « general purpose » si deve porre l'attenzione sulle tensioni di alimentazioni da un punto di vista del range dinamico, o margine superiore.
Buona parte del trattamento audio richiede un range dinamico dell'ordine di 20-40 dB se si vuole evitare un taglio al transitorio.
Per un progetto che richiede 26 dB di range dinamico con un ingresso nominale di 50 mV e operante con un guadagno d'anello chiuso di 20 dB, si renderebbe necessaria una tensione di alimentazione di almeno 30 V.
È quindi importante assicurarsi che l'IC abbia specifiche di tensioni tali, da permettergli di agire anche in presenza di situazioni difficili.
Queste si verificano in linee ad alta potenza e bassa corrente, e impongono all'utilizzatore di IC di controllare i valori massimi assoluti per la tensione di alimentazione per ottenere la sicurezza che non si verifichino condizioni tali da portare al superamento delle stesse.
Si ricordi che per « massimo assoluto » non si intende il più grande valore dell'alimentazione che possa essere applicato, ma quel valore che, se superato, comporta un annullamento delle caratteristiche funzionali del dispositivo.
Questo problema è più grave per dispositivi audio di potenza poiché le loro alimentazioni tendono a modificarsi, in quanto la differenza tra condizioni di potenza d'uscita nulla e di piena potenza può causare variazioni di parecchi volt sull'alimentazione.

1.2.7 Rejezione al ripple

La capacità, di un circuito integrato, di rejezione al ripple dell'alimentazione è importante in applicazioni audio.
Questo si spiega con il problema di minimizzare il ronzio nel sistema; infatti alta rejezione al ripple implica basso passaggio di ripple all'uscita dove si somma al segnale come ronzio.
Un progetto con alimentatore di bassa qualità, cioè con amplio ripple, è permesso dall'uso di componenti ad alta rejezione.
Le specifiche sulla reiezione al ripple d'alimentazione fanno riferimento alla quantità di reiezione a una definita frequenza (in genere 120 Hz) o a una larga banda di frequenza e questa grandezza viene generalmente misurata in dB.
Questa figura può essere riferita all'ingresso o all'uscita. Se è riferita all'ingresso (analogamente alla tensione di rumore riferita all'ingresso) si deve moltiplicare il ripple per il guadagno dell'amp.
Se è riferita all'uscita, allora questa è la quantità di ripple attesa all'uscita in presenza di certe condizioni.

Riferimenti bibliografici

1. Solomon, J. E., Davis, W. R., and Lee, P. L., « A Self-Compensated Monolitic Operational Amplifier with Low input Current and High Slew Rate », **ISSCC Digest Tech. Papers**, February 1969, pp. 14-15.

CAPITOLO 2.0
PREAMPLIFICATORI

2.1 REAZIONE/RETROREAZIONE INVERTENTE O NON INVERTENTE

La maggior parte delle applicazioni audio di IC si spartisce tra 2 grandi categorie: amplificatori invertenti e non invertenti.
Entrambe le configurazioni utilizzano una retroazione di una parte della tensione (o corrente) di uscita riportata indietro all'ingresso.
In questo manuale non si intraprenderà una discussione generale sulla teoria degli amplificatori reazionati: il lettore interessato può consultare i riferimenti citati al termine di questo capitolo.
Quanto segue è un sintetico riassunto delle caratteristiche importanti di tutti e due i tipi di amplificatori affinché l'utilizzatore possa intuitivamente capire quale configurazione meglio si adatta a una certa applicazione.
Amplificatori invertenti utilizzano una reazione shunt-shunt, mentre quelli non invertenti una reazione serie-shunt.
Tali denominazioni derivano dal fatto che la reazione è in serie o in parallelo (shunt) con l'ingresso e l'uscita.
Così uno schema serie-shunt ha la reazione in serie con l'ingresso e in parallelo con l'uscita.
Un concetto importante nella comprensione degli amplificatori reazionati è quello di guadagno d'anello.
Se il guadagno di un amplificatore è espresso in dB, allora il guadagno d'anello è la differenza algebrica tra i guadagni ad anello aperto e chiuso (ad es. un amplificatore con guadagno ad anello aperto di 100 dB e 40 dB di guadagno ad anello chiuso ha un guadagno d'anello di 60 dB).
La tavola 2.1.1 presenta un riassunto delle più importanti caratteristiche di un amplificatore e degli effetti della reazione.

A_{VCL} = guadagno ad anello chiuso
GBW = prodotto della larghezza di banda guadagno = frequenza del guadagno unitario
R_f = resistenza di reazione
R_{in} = impedenza differenziale d'ingresso misurata ad anello aperto
R_o = impedenza d'uscita ad anello aperto
T = guadagno d'anello
THD = distorsione armonica totale ad anello aperto (%)

Si noti dalla tavola 2.1.1, che la reazione influenza l'impedenza d'uscita e la distorsione armonica in misura eguale per entrambi i tipi d'amplificatori.
L'impedenza d'ingresso è alta per la configurazione non invertente e bassa per quella invertente.
Il guadagno di rumore differisce solo per un'unità e tale differenza diventa significativa per applicazioni a basso guadagno, (p. es. nel caso di guadagno unitario un amplificatore invertente ha il doppio di guadagno di rumore rispetto a quello non invertente V. il paragrafo 2.3 per una dettagliata discussione sulle prestazioni di rumore).
Le larghezze di banda si correlano in maniera del tutto simile, per esempio nel caso di guadagno unitario, un amplificatore non invertente avrà il doppio di larghezza di banda di un tipo invertente.

2.2 CONSIDERAZIONI DI PROGETTO RIGUARDO AL LAYOUT, anelli di terra e by-pass delle alimentazioni

Il successo di ogni circuito elettronico dipende sia dalla buona costruzione meccanica che dal progetto elettrico alto prodotto banda-guadagno
A causa della loro caratteristica di alta larghezza di banda di guadagno, e di alta impedenza d'ingresso, i IC mostrano di essere più sensibili dei loro concorrenti discreti a un layout poco accurato.
Parecchi circuiti eccellenti sulla carta non valgono neppure lo stagno che contengono se imprecisamente riportati su scheda e sono senza necessità abbandonati nella frustrazione; è possibile viceversa evitare tale esperienza, attraverso accurate tecniche di disposizione su scheda.

2.2.1 Layout

Un buon layout comprende una accurata disposizione di componenti passivi attorno ai IC, piedinature adeguatamente saldate, un'attenzione nell'evitare anelli di massa, e un adeguato bypassing delle alimentazioni.

TABELLA 2.1.1 Riassunto dei parametri caratteristici di un amplificatore reazionato

Tipo di amplificatore	Impedenza d'ingresso	Impedenza d'uscita	Distorsione armonica	Guadagno di rumore	Banda passante (ad anello chiuso)
Non invertente	$(1 + T) R_{in}$	$\frac{R_o}{1 + T}$	$\frac{THD}{1 + T}$	A_{VCL}	$\frac{GBW}{A_{VCL}}$
Invertente	$\frac{R_f}{T}$	$\frac{R_o}{1 + T}$	$\frac{THD}{1 + T}$	$A_{VCL} + 1$	$\frac{GBW}{A_{VCL} + 1}$

Si consulti il seguente elenco prima di disporre un circuito stampato al fine di familiarizzarsi con i concetti presenti:
— rendere dovunque compatto il layout;
— tenere tutti i piedini dei componenti il più corti possibile;
— separare i piedini d'ingresso e di uscita con una traccia di terra o di alimentazione, dovunque ciò sia possibile;
— segnali a basso livello, ad alta impedenza, possono richiedere cavi schermati;
— effettuare buone saldature, togliendo gli eccessi;
— evitare di usare gli zoccoli portaintegrati, che sono eccellenti per usi digitali, ma critici per circuiti stampati lineari.

2.2.2 Ground loops (Anelli di ground)

Il termine « anello di terra » si usa per descrivere situazioni in cui si verifica una differenza

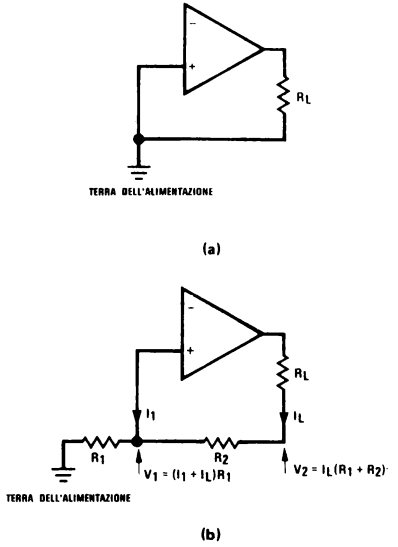


FIGURA 2.2.1 Esempio di anello di terra

di potenziale tra 2 punti di terra. Idealmente una terra è una superficie a potenziale costante.
Sfortunatamente, perché questo si verifichi, è necessaria la presenza di conduttori di terra a resistenza nulla.

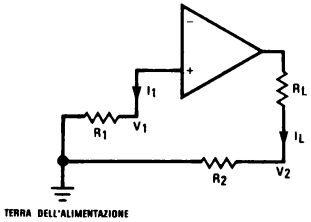


FIGURA 2.2.2 Sistema a singolo punto di terra

I conduttori di terra reali hanno invece una resistenza finita, e le correnti che vi circolano provocano cadute di tensione finite.
Se 2 linee di terra di ritorno collegano, lungo lo stesso percorso, 2 punti diversi, ci sarà tra di essi una caduta di tensione.
La figura 2.2.1 mostra un esempio di terra comune in cui la terra del carico e la terra dell'ingresso positivo sono chiuse sulla terra dell'alimentazione attraverso lo stesso filo. L'aggiungersi di una resistenza finita del filo provoca come indicato una differenza di potenziale tra i 2 punti.
La corrente del carico I_L è molto più grande della corrente di Bias I_1, e quindi V_1 seguirà direttamente (ovvero è in fase con) la tensione d'uscita. Perciò la tensione che è riportata all'ingresso non invertente è effettivamente in reazione positiva e il circuito può oscillare.
Se ci fosse un solo dispositivo i valori di R_1 e R_2 sarebbero sufficientemente bassi da rendere trascurabile il problema.
Tuttavia parecchi dispositivi possono in genere essere presenti in un sistema interno.
Ogni ritorno di terra di ciascun dispositivo, la cui uscita è in fase, può reazionarsi in modo analogo e provocare instabilità.
Anche anelli di terra sfasati possono poi provocare problemi, causando guadagni inattesi ed errori di fase.
Per avere la soluzione a questo e ad altri problemi di « ground loop » è necessario usare costantemente un sistema a singolo punto di terra (SINGLE-POINT-GROUND-SYSTEM).
La figura 2.2.2 mostra un esempio di tale metodo applicato all'esempio della figura 2.2.1.
Stavolta la corrente del carico ritorna direttamente alla terra dell'alimentazione senza introdurre (come prima invece si verificava) una reazione di tensione.
Il concetto di singolo punto di terra dovrebbe essere rigorosamente applicato a tutti i componenti in ogni circuito. Tale metodo non viene spesso rispettato, nei progetti dei circuiti stampati.
Poiché il circuito è circondato da grosse aree di massa, si è fortemente tentati di portare un dispositivo al punto di terra più vicino. Questa tentazione è da evitarsi, ove si voglia ottenere circuiti stabili.
Una regola finale è quella di rendere tutti i ritorni di terra a bassa resistenza e induttanza, usando grossi fili e tracce larghe.

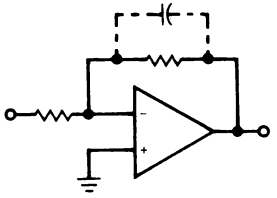
Riferimenti bibliografici

1. Graeme, J. G., Tobey, G. E., and Huelsman, L. P., **Operational Amplifiers: Design and Applications**, McGraw-Hill, New York, 1971.
2. Jung, W. G., **IC Op-Amp Cookbook**, H. W. Sams & Co., Inc., Indiana, 1974.
3. Millman, J., and Halkias, C. C., **Integrated Circuits: Analog and Digital Circuits and Systems**, McGraw-Hill, New York, 1972.

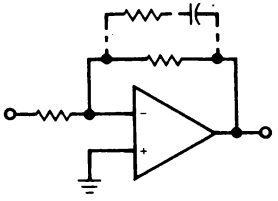
2.2.3 Bypass dell'alimentazione

Parecchi circuiti IC che si trovano pubblicati (ad esempio molti su questo manuale) non mostrano, per motivi di chiarezza circuitale, le connessioni

alle alimentazioni e i corrispondenti condensatori di bypass.
Questi condensatori, che siano o che non siano mostrati, devono essere sempre presenti. Sono di solito necessari condensatori a disco ceramico (0,1 μF) o al tantalio (1μF) con piedini corti e collocati vicino (pochissimi cm) al IC, al fine questo di prevenire un accoppiamento degli stadi intermedi attraverso le impedenze interne delle alimentazioni.
Un bypass non corretto si manifesta attraverso una oscillazione a bassa frequenza detta « motorboating » (motoscafo) o con instabilità alle alte frequenze.
Saltuariamente si rende necessario un bypass multiplo: allora un condensatore da 10 μF (o più grande) viene usato per assorbire le variazioni a bassa frequenza e uno a disco più piccolo



(a) Dispositivo stabile a guadagno unitario



(b) Dispositivo decompensato

FIGURA 2.2.3 L'aggiunta di un condensatore nella reazione

(0,1 μF) è messo in parallelo con il primo per impedire qualunque reazione ad alta frequenza attraverso le linee di alimentazione.
In generale i dispositivi AUDIO sono a larga banda (≈10 MHz) ed è quindi richiesto il disaccoppiamento.
Alcune applicazioni e particolari disposizioni potranno permettere a un insieme di condensatori di bypass di essere comuni a numerosi IC. Questa condizione non può comunque essere assunta a priori, ma deve essere verificata prima di accettare il layout. Il « motorboating » può essere udito, mentre le oscillazioni ad alta frequenza si possono osservare con un oscilloscopio.

2.2.4 Altre considerazioni sulla stabilità

Se si seguono tutte le regole precedenti, nel circuito non si dovrebbero verificare instabilità; tuttavia alcuni circuiti deviano da questa regola e oscillano comunque. Parecchie tecniche supplementari possono essere invocate quando queste oscillazioni persistono nel circuito:
— ridurre le alte impedenze degli ingressi positivi ai minimi valori permessi (mettere 47 khom al posto di 1 M, ecc.);
— aggiungere piccoli condensatori (< 100 pF) a cavallo delle resistenze di reazione per ridurre il guadagno dell'amplificatore alle alte frequenze (fig. 2.2.3).
Attenzione però: questo presuppone che l'amplificatore sia stabile al guadagno unitario. Se non lo fosse, l'aggiunta di questo condensatore darebbe **sicure** oscillazioni.
(Per amplificatori non stabili al guadagno unitario si metta una resistenza in serie con il condensatore cosicché il guadagno non cade sotto il punto di stabilità);
— aggiungere un piccolo condensatore (dimensionato in base alla resistenza della sorgente) all'ingresso positivo, al fine di ridurre l'impedenza alle alte frequenze e collegarle effettivamente a terra.

2.3 RUMORE

2.3.1 Introduzione

Le caratteristiche di rumore degli amplificatori IC sono determinate da quattro cause primarie: rumore termico, rumore granulare o shot, rumore 1/f e rumore « popcorn ».
Discuteremo brevemente di queste quattro cause. Si rappresenta il loro contributo alle caratteristiche complessive di rumore con generatori equivalenti d'ingresso.
In aggiunta a questi generatori equivalenti d'ingresso si esamineranno anche gli effetti, nel rumore, della reazione e della compensazione in frequenza.
Il comportamento del rumore in un amplificatore differenziale sarà presentato in dettaglio poiché parecchi Amp. Op. usano una configurazione differenziale.
Infine verranno presentate tecniche di misura del rumore.

2.3.2 Rumore termico

Il rumore termico è generato da qualunque elemento passivo di resistenza.
Questo rumore è « bianco », ovvero ha una densità spettrale costante.

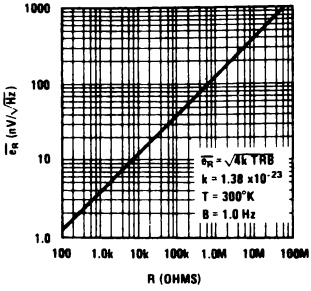


FIGURA 2.3.1 Rumore termico di una resistenza

Il rumore termico può essere rappresentato da un generatore, di tensione, quadratico media e_R^2 in serie con una resistenza priva di rumore, dove e_R^2 è dato dalla equazione (2.3.1):

$$e_R^2 = 4\ k\,TRB\ (\text{volt})^2 \qquad (2.3.1)$$

in cui: T = temperatura in °K
R = valore della resistenza espresso in ohm
B = larghezza di banda del rumore in Hz
k = costante di Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ W-sec/°K)

Il valore RMS dell'equazione (2.3.1) viene presentato nella figura 2.3.1 per una larghezza di banda di 1 Hz.
Se la larghezza di banda fosse allargata il grafico rimarrebbe valido se e_R fosse moltiplicato per $\sqrt{B}$.
Misure di rumore di resistenze reali possono comportare un maggior rumore di quello indicato in fig. 2.3.1.
Questa componente supplementare è conosciuta come rumore in eccesso (excess noise).
Questo rumore in eccesso ha una risposta spettrale 1/f ed è proporzionale alla caduta di tensione sulla resistenza.
È conveniente introdurre un'« indice di rumore » quando ci si riferisce al rumore in eccesso nelle resistenze. L'indice di rumore è il valore RMS (espresso in μV) del rumore nella resistenza per volt di caduta di tensione in continua sulla resistenza in una decade di frequenza.
L'indice di rumore espresso in dB è:

$$NI = 20 \log \left(\frac{E_{ex}}{V_{DC}} \times 10^6 \right) \text{dB}$$

in cui: E_{ex} = rumore in eccesso della resistenza in μV per decade di frequenza
V_{DC} = caduta di tensione DC sulla resistenza

Il rumore di eccesso in resistenze a composizione di carbone corrisponde a un grande indice di rumore, da +10 db e —20 dB. Resistenze a film di carbone hanno un indice di rumore da —10 dB a —25 dB. Resistenze a pellicola di metallo e filo mostrano la minor quantità di rumore in eccesso, con una figura dell'indice di rumore da —15 dB a —40 dB.
Per una discussione completa sul rumore in eccesso si veda il riferimento 2.

2.3.3 Larghezza di banda del rumore

La larghezza di banda del rumore non è la stessa di un comune amplificatore, larghezza di banda della funzione di trasferimento a —3 dB.
In effetti la larghezza di banda del rumore ha una risposta di un filtro rettangolare (brickwall).
Il massimo guadagno in potenza di una funzione di trasferimento T(jω) moltiplicata per la larghezza della banda di rumore deve uguagliare il rumore totale che passa attraverso la funzione di trasferimento.
Poiché il guadagno in potenza della funzione di trasferimento è collegato al quadrato del suo guadagno di tensione, abbiamo:

$$(T_{MAX}^2)B = \int_0^\infty |T(j\omega)|^2 d\omega \qquad (2.3.2)$$

dove: T_{MAX} = il massimo valore di T(jω)
T(jω) = guadagno di tensione della funzione di trasferimento
B = larghezza della banda di rumore in Hz

Per un solo RC la larghezza della banda di rumore B è $\pi/2$. f_{-3dB}, mentre per filtri di ordine più alto, prevalentemente piatti, si veda la tavola 2.3.1.

TABELLA 2.3.1 Larghezza di banda del rumore rispetto all'ordine dei filtri

Ordine del filtro	Larghezza di banda B del rumore
1	1.57 f_{-3dB}
2	1.11 f_{-3dB}
3	1.05 f_{-3dB}
4	1.025 f_{-3dB}
"Rettangolare"	1.00 f_{-3dB}

2.3.4 Rumore shot (granulare)

Il rumore shot è generato dalle cariche nell'attraversare una barriera di potenziale. È il meccanismo di rumore principale nei transistor e negli AMP OP alle medie e alte frequenze.
Il valore quadratico medio è dato da:

$$I_s^2 = 2q\, I_{DC}\, B\ (\text{amp})^2 \qquad (2.3.3)$$

dove: q = carica di un elettrone coulomb
I_{DC} = corrente diretta in ampère
B = larghezza di rumore in Hz

Come il rumore termico, anche il rumore shot ha una densità spettrale costante.

2.3.5 Rumore 1/f

Il rumore 1/f è analogo al rumore shot e termico poiché la sua ampiezza è casuale.
A differenza dei precedenti, questo rumore ha una densità spettrale 1/f. Questo significa che il rumore aumenta alle basse frequenze.
Il rumore 1/f è causato da imperfezioni nel materiale e nella fabbricazione ed è in genere associato ad una corrente continua:

$$I_f^2 = K \frac{(I_{DC})^a}{f} B\ (\text{ampère})^2 \qquad (2.3.4)$$

dove: I_{DC} = corrente continua in ampère
K ed a = costanti
f = frequenza in Hz
B = larghezza di banda del rumore in Hz

2.3.6 Rumore popcorn (popcorn noise, PCN)

Questo rumore deriva il suo nome dal suono che si ottiene, simile al popcorn, quando il dispositivo sotto esame viene collegato a un altoparlante.
È caratterizzato da un improvviso mutamento del

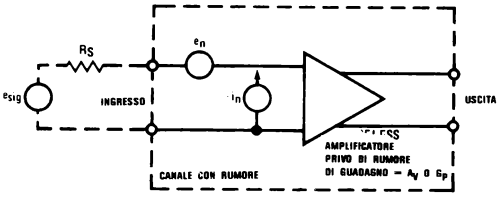


FIGURA 2.3.2 Caratterizzazione del rumore in un amplificatore

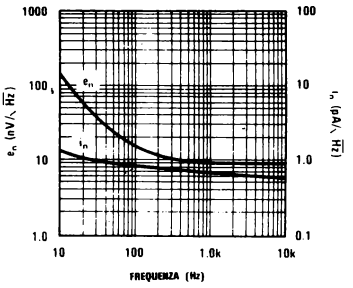
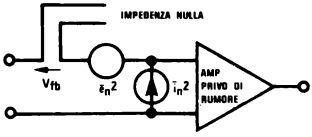


FIGURA 2.3.3 Tensione e rumore di corrente per un Amp Op

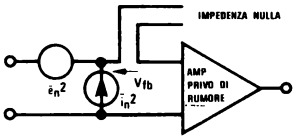
livello d'uscita della continua, con durata da microsecondi a secondi, con ricorrenza casuale.
Nonostante non esistano finora chiare spiegazioni del meccanismo PCN, esso viene in genere attenuato attraverso una maggiore pulizia nei procedimenti (riferimento 5).
Inoltre si utilizzano estese tecniche di test per scoprire unità affette da PCN.

2.3.7 Modelli

Ogni elemento di un amplificatore è una potenziale sorgente di rumore.
Per esempio ogni transistor contiene tutte e tre le sorgenti di rumore sopradescritte.
L'effetto complessivo è che le sorgenti di rumore sono distribuite attraverso l'amplificatore, e questo ne rende assai difficile l'analisi del rumore presente.
Conseguentemente il rumore d'un amplificatore viene completamente specificato attraverso un generatore di tensione di rumore e attraverso un generatore di corrente di rumore, posti all'ingresso di un amplificatore privo di rumore, ideale.
Tale modello è mostrato in fig. 2.3.2.
Fino a prova contraria si trascura la correlazione tra i generatori.
La tensione di rumore e_n, o più propriamente, la tensione RMS equivalente di rumore ad ingresso cortocircuitato è semplicemente quella tensione di rumore che apparirebbe all'ingresso d'un amplificatore privo di rumore se i terminali d'ingresso fossero cortocircuntati.
Viene espressa in « nanovolt per Hertz alla un mezzo » (NV/$\sqrt{Hz}$) per una determinata frequenza, oppure in microvolt per una data banda di frequenze.
Viene misurata cortocircuitando gli ingressi, misurando il rumore RMS d'uscita, dividendo per il

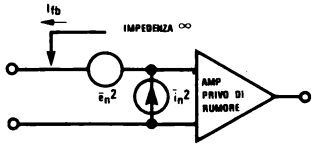


(a) Reazione applicata a un Amp Op con generatori di rumore

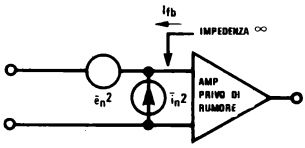


(b) Generatori di rumore esterni all'anello di reazione

FIGURA 2.3.4

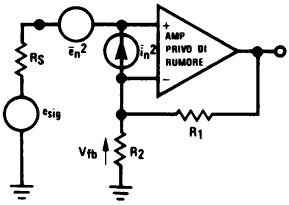


(a) Reazione di corrente applicata a un Amp Op.

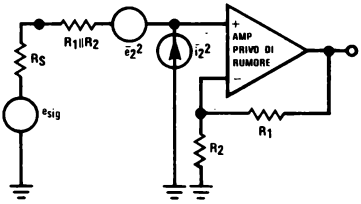


(b) Generatori di rumore portati all'esterno dell'anello di reazione

FIGURA 2.3.5



(a) Amplificatore non ideale con reazione di tensione



(b) Reazione di tensione con i generatori di rumore portati al di fuori dell'anello di reazione.

FIGURA 2.3.6

guadagno dell'amplificatore e riferendo il tutto all'ingresso, da cui la denominazione « tensione equivalente di rumore d'ingresso ».
Un filtro d'uscita passabanda di caratteristiche note viene usato per le misure; il valore misurato infine viene diviso per la radice quadrata della larghezza di banda se i dati devono essere espressi per larghezze di bande unitarie.
La figura 2.3.3 mostra la e_n di un amplificatore operazionale tipico. Per tale amplificatore la regione al di sopra di 1 kHz è una regione di rumore shot mentre al di sotto di 1 kHz è dominante il rumore 1/f.
La corrente di rumore, ovvero con maggior proprietà, la corrente equivalente RMS di rumore a circuito aperto è quel rumore che apparirebbe all'ingresso di un amplificatore privo di rumore, dovuto solo alle correnti di rumore.
Viene espressa in « picoampère per Hertz alla un mezzo » (pA/$\sqrt{Hz}$) per una certa frequenza o in nanoampère per una certa banda di frequenze.
Viene misurata mettendo un condensatore o una resistenza all'ingresso affinché la corrente di rumore dia luogo a una tensione addizionale di rumore di $i_n \times R_{in}$ (oppure $\times C_{in}$).
Si misura l'uscita, divisa per il guadagno dell'amplificatore e si sottraggono dalle misure del rumore così ottenute i contributi dovuti ad e_n e alla resistenza.
Se invece si usa un condensatore all'ingresso si ha una misura che comprende solo e_n ed $i_n \times C_{in}$.
La i_n è misurata con un filtro passabanda e se necessario convertita in (pA/$\sqrt{Hz}$).
Di nuovo nella figura 2.3.3 si notino le regioni di rumore 1/f e shot.
Esaminiamo ora la relazione che esiste tra e_n e i_n all'ingresso dell'amplificatore.
Quando si inserisce il generatore di segnale e_{sig}, la e_n risulta in serie a e_{sig} e e_R.
La i_n fluisce attraverso R_S, provocando così un'altra tensione di rumore $i_n \times R_S$.
Tale tensione di rumore è chiaramente dipendente dal valore di R_S.
Tutte queste tensioni si sommano all'ingresso (fig. 2.3.2) in modo RMS, ovvero il risultato è la radice quadrata della somma dei quadrati.
Così, trascurando al solito le correlazioni tra e_n e i_n, si ha che il rumore complessivo all'ingresso è dato da:

$$\overline{e_N^2} = \overline{e_n^2} + \overline{e_R^2} + \overline{i_n^2} R_S^2 \qquad (2.3.5)$$

2.3.8 Effetti di una reazione ideale sul rumore

Oggi è comune utilizzare amplificatori operazionali reazionati di tensione e di corrente.
Le figure 2.3.4a e 2.3.4b verranno utilizzate per spiegare gli effetti di una reazione di tensione sulle caratteristiche di rumore di un amplificatore operazionale.
La figura 2.3.4a presenta un amplificatore operazionale con generatori $\overline{e_n^2}$ e $\overline{i_n^2}$, reazionato negativamente mentre la figura 2.3.4b mostra come questi generatori di rumore possano essere tolti dall'anello di reazione.
Questa operazione è resa possibile dal fatto che cortocircuitando gli ingressi dell'amplificatore si ottiene la stessa tensione di rumore all'uscita.
In modo del tutto analogo, l'apertura degli ingressi dà la stessa corrente di rumore in uscita.
Per reazioni di corrente si verifica il medesimo risultato, come è mostrato in fig. 2.3.5a e 2.3.5b.
Il significato del risultato sopradescritto è che i generatori equivalenti di rumore d'ingresso specificano completamente il rumore del circuito.
L'applicazione di una reazione ideale negativa non modifica quindi le caratteristiche di rumore del circuito.
La reazione infatti riduce il rumore d'uscita, ma riduce anche il segnale d'uscita.
In altre parole, con reazione ideale, il rumore equivalente d'ingresso è indipendente dal guadagno.

2.3.9. Effetti di una retroazione non ideale sul rumore

La reazione di tensione è realizzata attraverso collegamenti serie-parallelo (fig. 2.3.6a).
I generatori di rumore possono essere portati fuori dall'anello di reazione (fig. 2.3.6b) se si include in $\overline{e_r^2}$ il rumore termico del parallelo di R_1 e R_2.
In più, il rumore generato da $i_n \times (R_1 || R_2)$ deve essere aggiunto anche se l'ingresso invertente (—) è una terra virtuale (V. appendice 6).
Gli effetti precedenti possono facilmente essere inclusi se $R_1 || R_2$ viene considerato in serie con R_S.

$$\overline{e_2^2} = \overline{e_n^2} + 4\ kT\ (R_S + R_1 || R_2)$$

$$\overline{i_2^2} = \overline{i_n^2}$$

Esempio 2.3.1

Si determini il rumore totale equivalente d'ingresso per larghezza di banda unitaria per l'amplificatore di fig. 2.3.6a a 1 kHz con una resistenza del generatore di 1 kΩ.
R_1 e R_2 siano rispettivamente 100 kΩ e 1 kΩ
Soluzione:
Si utilizzano i dati delle figure 2.3.1 e 2.3.3.

1. Il rumore termico dovuto a $R_S + R_1 || R_2 \approx 2$ k vale 5,65 nV/$\sqrt{Hz}$.
2. Si legge e_n dalla fig. 2.3.3 per 1 kHz: tale valore è 9.5 nV/$\sqrt{Hz}$.
3. Si legge i_n dalla fig. 2.3.3 a 1 kHz: si ottiene 0,68 pA/$\sqrt{Hz}$.
4. Si quadra ogni termine e si inserisce nell'equazione (2.3.5).

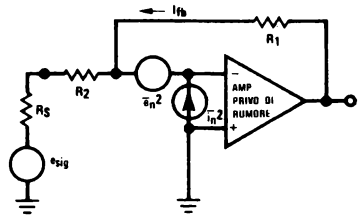
$$e_N = \sqrt{\overline{e_2^2} + \overline{i_2^2}\,(R_S + R_1 || R_2)^2}\ \ nV/\sqrt{Hz}$$

$$e_N = \sqrt{\overline{e_n^2} + T\,(R_S + R_1 || R_2) + \overline{i_n^2}\,(R_S + R_1 || R_2)^2}$$

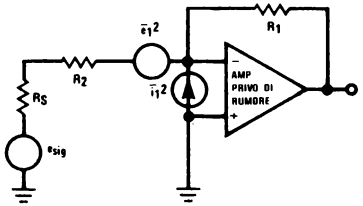
$$e_N = \sqrt{(9{,}5)^2 + (5{,}65)^2 + (1{,}36)^2}$$

$$e_N = 11{,}1\ \ nV/\sqrt{Hz}$$

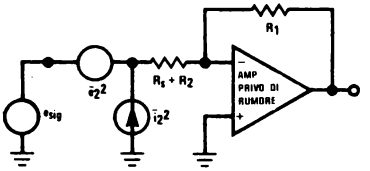
Questo è il rumore totale RMS all'ingresso nella larghezza di banda di 1 kHz a 1 kHz. Se si desidera il rumore totale in una certa larghezza di banda, si deve integrare come già detto il rumore sulla larghezza voluta.
Questo può essere più facilmente ottenuto con un'attrezzatura per misure di rumore, ma può anche essere approssimato secondo il metodo seguente:



(a) Amplificatore non ideale con reazione di corrente



(b) Spostamento parziale dei generatori di rumore



(c) Reazione di corrente con i generatori di rumore portati al di fuori dell'anello di reazione.

FIGURA 2.3.7

1. Se il range interessante di frequenze è all'interno della banda piatta, ovvero tra 1 kHz e 10 kHz in fig. 2.3.3, si tratta solo di moltiplicare e_N per la radice quadrata della larghezza di banda del rumore. Quindi nella banda 1 kHz - 10 kHz il rumore complessivo vale:

$$e_N = 11{,}1\ \sqrt{9000}$$
$$= 1{,}05\ \mu V$$

2. Se la frequenza sotto esame non si trova nella regione di banda piatta della fig. 2.3.3 si deve spezzare la banda in intervalli, calcolare il rumore medio in ciascuna di essi, quadrare, moltiplicare per la larghezza dell'intervallo considerata, sommare su tutti gli intervalli e prendere infine la radice quadrata della somma, ovvero in formula:

$$e_N = \sqrt{\overline{e_R}^2 B + \sum_1^i (\overline{e_N}^2 + \overline{i_n}^2 R_S^2)_i B_i}$$

in cui i è il numero totale degli intervalli.

Per particolari ed esempi di questo tipo di calcolo si veda la nota d'applicazione AN-104 « Noise specs confusing? » (Confusione nelle specifiche relative al rumore?).

La relazione di corrente è effettuata attraverso una retroazione parallelo-parallelo (fig. 2.3.7.a).

$\overline{e_n}^2$ e $\overline{i_n}^2$ possono essere portati fuori dall'anello di reazione se si tiene però conto del rumore generato da R_1 e R_2.

Per prima cosa si portino i generatori di rumore fuori dalla reazione R_1. Per fare questo si rappresenti il rumore termico provocato da R_1 come un generatore di corrente di rumore (fig. 2.3.7b)

$$\overline{i_{R1}}^2 = 4\,k\,T \frac{1}{R_1} B$$

così $\overline{e_1}^2 = \overline{e_n}^2$

e $\quad \overline{i_1}^2 = \overline{i_n}^2 + 4\,k\,T \dfrac{1}{R_1} B$

Ora si portino questi generatori al di fuori di $R_S + R_2$ come viene indicato in fig. 2.3.7c al fine di ottenere $\overline{e_2}^2$ e $\overline{i_2}^2$:

$$\overline{e_2}^2 = \overline{e_n}^2 + 4\,k\,T\,(R_S + R_2)\,B \qquad (2.3.7)$$

$$\overline{i_2}^2 = \overline{i_n}^2 + 4\,k\,T \frac{1}{R_1} B \qquad (2.3.8)$$

$\overline{e_r}^2$ e $\overline{i_r}^2$ sono i generatori equivalenti all'ingresso con la reazione presente. Il rumore totale equivalente all'ingresso e_N, è la somma del rumore prodotto con l'ingresso cortocircuitato e del rumore prodotto ad ingresso aperto.

Con l'ingresso cortocircuitato (fig. 2.3.7c) il rumore riferito all'ingresso è $\overline{e_r}^2$. Con l'ingresso aperto, il rumore riferito all'ingresso vale invece:

$$\left(\frac{i_2 R_1}{A_V}\right)^2 = \overline{i_2}^2 (R_S + R_2)^2$$

Complessivamente il rumore equivalente all'ingresso vale:

$$e_N = \sqrt{\overline{e_2}^2 + \overline{i_2}^2 (R_S + R_2)^2}$$

Esempio 2.3.2

Si determini il rumore totale equivalente all'ingresso per larghezza di banda unitaria per l'amplificatore di fig. 2.3.7a che lavora a 1 kHz con un generatore di 1 kΩ.

Si assuma $R_1 = k\Omega$ e $R_2 = 9\ k\Omega$.

Soluzione

Prendendo i dati dalle fig. 2.3.1 e 2.3.3:

TABELLA 2.3.2 Confronto del rumore equivalente all'ingresso

Amplificatore non invertente					Amplificatore invertente				
A_V	R_S	R_1	R_2	e_N (nV$\sqrt{Hz}$)	A_V	R_S	R_1	R_2	e_N (nV$\sqrt{Hz}$)
101	1k	100k	1k	11.1	100	1k	100k	0	10.3
11	1k	100k	10k	17.3	10	1k	100k	9k	17.7
2	1k	100k	100k	46.0	2	1k	100k	49k	49.5
1	1k	100k	∞	80.2	1	1k	100k	99k	89.1

1. Il rumore termico generato da $R_S + R_2$ vale 12,7 nV/$\sqrt{Hz}$.
2. e_n si legge dalla fig. 2.3.3 a 1 kHz; tale valore è 9,5 nV/$\sqrt{Hz}$. Si introduce questo valore nell'equazione (2.3.7).
3. Si determina il contributo di R_1 alla corrente dovuta a rumore termico:

$$i_{R1} = \sqrt{4\,k\,T \frac{1}{R_1} B} = \sqrt{\frac{1{,}61 \times 10^{-20}}{100\,k}} = 0{,}401\ pA/\sqrt{Hz}$$

4. Si legge i_n dalla fig. 2.3.3 a 1 kHz; tale valore è 0,68 pA/$\sqrt{Hz}$.
   Si introduce questo valore nell'equazione 2.3.7).

$$e_N = \sqrt{\overline{e_n}^2 + (R_S + R_2)^2 \left(\overline{i_n}^2 + 4\,k\,T \frac{1}{R_1} B\right) + 4\,k\,T\,(R_S + R_2)\,B}$$

$$e_N = \sqrt{(9{,}5)^2 + (10\,k)^2\,(0{,}68^2 + 0{,}401^2) + (12{,}7)^2}\ nV/\sqrt{Hz}$$

Per il rumore compreso nella larghezza di banda da 1 kHz a 10 kHz si ha:

$$e_N = 17{,}7\ nV/\sqrt{Hz}$$

$$e_n = 17{,}7\ nV/\sqrt{9000} = 1{,}68\ \mu V$$

Se il rumore non fosse invece costante con la frequenza si dovrebbe utilizzare il metodo indicato con l'equazione (2.3.6).

Esempio 2.3.3

Si confrontino le prestazioni relative al rumore di un amplificatore non invertente (fig. 2.3.6a) con quelle di un amplificatore invertente (fig. 2.3.7a).

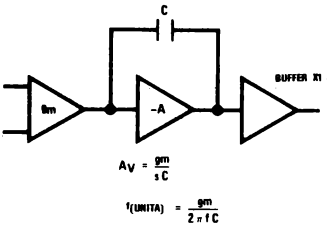
Soluzione

Il miglior modo di procedere è quello di costruirsi una tabella e confrontare tali caratteristiche per diversi valori del guadagno.
La tabella 2.3.2 mostra solo piccole differenze tra i rumori equivalenti d'ingresso dei 2 amplificatori. C'è tuttavia una grande diversità nella flessibilità dei 2 amplificatori.
Il guadagno di un amplificatore invertente è funzione della sua resistenza d'ingresso R_2.
Perciò per un certo valore del guadagno e della resistenza d'ingresso, risulta fissato R_1.
Non è invece questo il caso di un amplificatore non invertente.
Il progettista è libero di scegliere R_1 e R_2, indipendentemente dall'impedenza d'ingresso dell'amplificatore.
Così nel caso di guadagno unitario, in cui $R_2 = \infty$, si può scegliere $R_1 = 0\ \Omega$.
Il rumore equivalente d'ingresso vale:

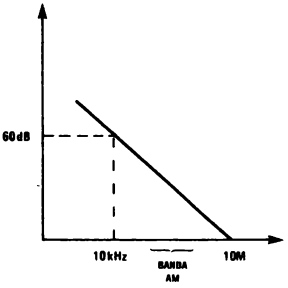
$$e_N = \sqrt{e_n^2 + 4\,k\,T\,R_S + i_r^2\,R_S^2}$$

$$e_N = 10{,}3\ nV/\sqrt{Hz}$$

Esiste quindi una grossa differenza nelle caratteristiche relative al rumore tra i 2 amplificatori.
La tabella 2.3.2 mostra inoltre che il rumore equivalente d'ingresso per una reazione reale può cambiare in dipendenza dal guadagno ad anello chiuso A_V.
Tale risultato è in certo qual modo differente da quello che si otteneva nel caso di reazione ideale.



(a) Compensazione tipica



(b) Generazione di interferenza RF

(c) Riduzione della interferenza RF

FIGURA 2.3.8

Esempio 2.3.4

Si determini il rapporto segnale/rumore per l'amplificatore di fig. 2.3.2 se e_{SIG} ha un valore normale di 100 mV.

Soluzione

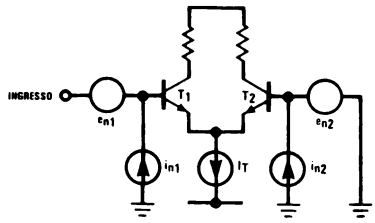
$$S/N = 20 \log \frac{e_{SIG}}{e_N} \qquad (2.3.9)$$

$$= 20 \log \frac{100\ mV}{1.68\ \mu V} = 95.5\ dB$$

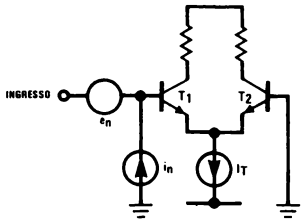
2.3.10 Precauzioni nelle radiofrequenze

Nelle applicazioni su radio AM si deve considerare come una possibile fonte d'interferenza la tensione di rumore irradiata a larga banda ai terminali degli altoparlanti.
La compensazione dell'amplificatore (fig. 2.3.8a) impone il punto d'intersezione del guadagno unitario a circa 10 MHz (fig. 2.3.8b).
Un progetto a larga banda è essenziale per ottenere una bassa distorsione alle alte frequenze

audio poiché permette un guadagno d'anello sufficiente a ridurre il THD. La fig. 2.3.8b mostra che per un guadagno ad anello chiuso di 34 dB c'è ancora un guadagno d'anello di 26 dB a 10 kHz.



(a) Amp differenziale con i generatori di rumore



(b) Amp differenziale con i generatori di rumore riferiti all'ingresso

FIGURA 2.3.9

Indesiderata conseguenza di un progetto a larga banda con polo singolo è il guadagno eccessivo oltre le frequenze audio, incluse le frequenze AM: un rumore di tale frequenza è quindi amplificato e portato al carico dove può essere di nuovo irradiato alla antenna AM (magnetica) e ai circuiti sensibili alle frequenze radio.
Un rimedio semplice ed economico è dato da un nucleo di ferrite o da una piccola induttanza RF aggiunta in serie all'uscita (2.3.8c).
Sperimentalmente si è verificato che tale metodo è efficace nell'eliminazione di disturbi RF.

2.3.11 Rumore in un amplificatore differenziale

La fig. 2.3.9a mostra un amplificatore differenziale con i generatori di rumore e_{n1}, e_{n2} ed i_{n2}.

Per vedere il rumore intrinseco della coppia si cortocircuita la base di T_2 a terra e si riportano i 4 generatori a una tensione di rumore d'ingresso e a una corrente di rumore d'ingresso.
Per determinare e_n si collega l'ingresso di 9(a) e 9(b) a terra.
In tal caso e_n è la combinazione serie di e_{n1} e e_{n2}. Questi si sommano in modo RMS, ovvero:
$e_n = \sqrt{e_{n1}^2 + e_{n2}^2}$
Entrambi i generatori contribuiscono con lo stesso rumore poiché i transistori sono simili e operano con correnti uguali. Quindi $e_n = \sqrt{2}e_{n1}$ ovvero si ha un rumore di 3 dB maggiore che nel caso di un amplificatore « single ended ».
Questo fatto può essere significativo in applicazioni critiche rispetto al rumore (paragrafo 2.7).
Per trovare il valore del generatore di corrente di rumore all'ingresso i_n, si apre l'ingresso e si uguagliano i rumori d'uscita dalla fig. 2.3.9a e dalle 2.3.9b.
Il risultato di questa operazione è $i_n = i_{n1}$.
Così, con una sorgente ad alta impedenza, l'amplificatore a coppia differenziale dà un rumore analogo a quello dato da un transistor singolo.

2.3.12 Tecniche di misura del rumore

Tale paragrafo presenta tecniche atte a misurare e_n, i_n ed e_N. Il metodo può essere usato per determinare la densità spettrale del rumore o il rumore per una certa larghezza di banda.
Nella fig. 2.3.10 è riportato il circuito per misurare il rumore di un LM 387.
Il guadagno V_{OUT}/e_n, del circuito di fig. 2.3.10 vale — 80 dB.
Tale grande guadagno è richiesto poiché si sta cercando di misurare generatori di rumore riferiti all'ingresso dell'ordine di 5 $nV/\sqrt{Hz}$ il che corrisponde a 50 $\mu V/\sqrt{Hz}$ all'uscita.
R_1 e R_2 danno un'attenuazione 100 : 1 per fornire un basso segnale d'ingresso per misurare il guadagno del sistema.
Il guadagno dovrebbe essere misurato nella posizione e_n e in quella i_n poiché il LM 387 ha una resistenza di polarizzazione di 250 k posta tra ingresso e terra.
Il LM 387 di fig. 2.3.10 ha un guadagno ad anello chiuso di 40 dB che è imposto dagli elementi di reazione R_5 e R_6.
40 dB danno un guadagno sufficiente per i gene-

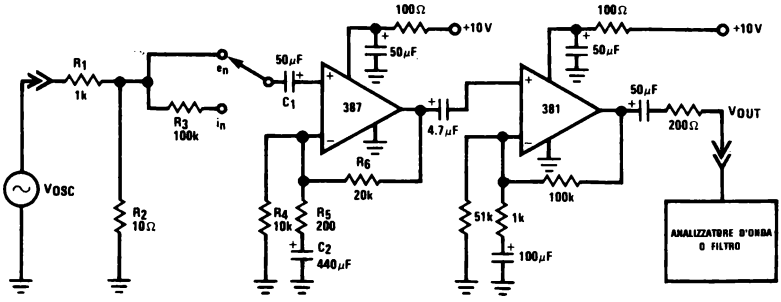


FIGURA 2.3.10 Apparecchiatura di test del rumore per misurare e_n e i_n in un LM387

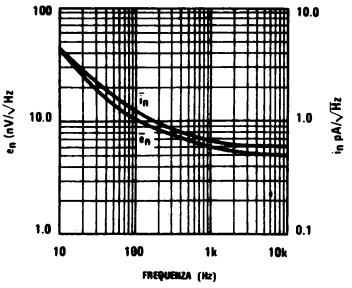


FIGURA 2.3.11 Tensione e corrente di rumore per il LM387

ratori riferiti all'ingresso del LM 387.
Il rumore all'uscita del LM 387 è grande in confronto a quello dato dai generatori riferiti all'ingresso dell'LM 381, di conseguenza il rumore all'uscita dell'LM 381 sarà dovuto all'LM 387.
Per misurare la tensione di rumore e_n e la corrente di rumore $i_n \times R_3$ si connettono un analizzatore d'onda o un insieme di filtri.
In più il rumore in una data larghezza di banda può essere misurato usando un filtro passabanda e un voltmetro RMS.
Se non fosse disponibile un vero voltmetro RMS potrebbe essere altrettanto buono un voltmetro che misuri valori medi. Usando quest'ultimo il rumore misurato dovrà essere moltiplicato per 1.13 poiché lo strumento è calibrato per misurare il valore RMS di onde sinusoidali.
Lo strumento utilizzato per la misura del rumore dovrebbe avere un fattore di cresta (CREST FACTOR) (rapporto del valore di picco rispetto a quello RMS) da 3 a 5 poiché tale rapporto per il rumore è all'incirca di questo valore.
Così se uno strumento che risponda a valori medi misura 1 mV di rumore, il valore RMS sarà di 1.13 mV_{RMS} e il valore picco-picco osservato su di un oscilloscopio sarà di 11.3 mV (1.13 mVx2x5).
Alcuni suggerimenti relativi alla costruzione del circuito di fig. 2.3.10 sono i seguenti:

1. R_4 e R_6 sono resistenze a film di metallo, poiché hanno un più basso rumore in eccesso delle resistenze a film di carbone.
2. C_1 deve essere grande per dare una bassa reattanza capacitiva alle basse frequenze e potersi quindi osservare acuratamente il rumore 1/f di e_n.
3. C_2 deve essere grande per mantenere basso alle basse frequenze il guadagno di 80 dB per accurate misure di 1/f.
4. Il circuito dovrebbe essere realizzato in una piccola scatola metallica connessa a terra al fine di eliminare ronzii e la raccolta di rumori (particolarmente in i_n).

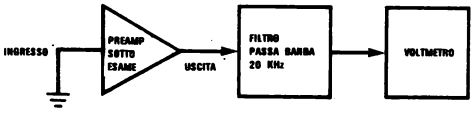


FIGURA 2.3.12 Apparecchiatura di collaudo per la misura equivalente d'ingresso per una banda di 20 kHz

5. Gli LM 387 e LM 381 devono essere separati da una parete metallica interna alla scatola. Questo per prevenire il propagarsi di oscillazioni dall'uscita all'ingresso.

Spesso non ci si preoccupa della reale distribuzione spettrale del rumore, mentre si desidera sapere la tensione di rumore in una certa banda, per effettuare dei confronti.
Per frequenze audio si è interessati solo a una banda di 20 kHz.
La tensione di rumore è spesso la sorgente di rumore dominante dato che molti sistemi usano driver di tensione a bassa impedenza come segnale.
Per tale frequente caso si usi l'apparato di test di fig. 2.3.12.

Esempio 2.3.5

Determinare la tensione d'ingresso equivalente di rumore per il preamplificatore di fig. 2.3.12.
Il guadagno, Av, del preamplificatore è di 40 dB e il voltmetro legge 0,2 mV.
Si supponga che il voltmetro misuri valori medi e il filtro passa basso 20 kHz abbia un solo R-C.

Soluzione

Poiché il voltmetro risponde a valori medi, la tensione RMS vale:
$V_{RMS} = 0{,}2\ mV \times 1{,}13 = 0{,}226\ mV$
che comporta un errore solo del 13%.
Il filtro ha un solo stadio RC cosicché la larghezza di banda del rumore è $\pi/2 \times 20\ kHz = 31.4\ kHz$, ovvero la banda vera del rumore è 31,4 kHz e non 20 kHz.
Dato che il rumore RMS è correlato alla radice quadrata della banda di rumore, si può correggere per tale differenza:

$$V_{OUT} = \sqrt{\frac{0{,}226}{\pi/2}} = 0{,}18\ mV$$

Il rumore equivalente d'ingresso vale:

$$\frac{V_{OUT}}{A_V} = \frac{0{,}18\ mV}{100} = 1{,}8\ \mu V \text{ in una banda di 20 kHz.}$$

TABELLA 2.3.3 Tipici valori di rumore equivalente d'ingresso a banda piatta

Tipo	e_N (μV)
LM381	0.70
LM381 A	0.50
LM382	0.80
LM387	0.80
LM387 A	0.65

Se questo preamplificatore ha una equalizzazione di playback RIAA o NAB, il rumore d'uscita V_{OUT} deve essere diviso per il guadagno a 1kHz.
Tipiche figure di rumore misurate con le tecniche di fig. 2.3.12 sono riportate in tabella 2.3.3.
Per tali dati vale: B = 10 kHz e R_S = 600 Ω.

Riferimenti bibliografici

1. Meyer, R. G., « Notes on Noise », EECS Department University of California, Berkeley, 1973.

2. Fitchen, F. C., **Low Noise Electronic Design**, John Wiley & Sons, New York, 1973.
3. Cherry, E. M. and Hooper, D. E., **Amplifying Devices and Low Pass Amplifier Design**, John Wiley & Sons, New York, 1968.
4. Sherwin, J., **Noise Specs Confusing?**, Application Note AN-104, National Semiconductor, 1975.
5. Roedel, R., « Reduction of Popcorn Noise in Integrated Circuits », **IEEE Trans. Electron Devices (Corresp.)**, vol. ED-22, October 1975, pp. 962-964.

2.4 RADDRIZZAMENTO AUDIO
ovvero « Come mai il mio giradischi riceve AM? »

La rettificazione audio si riferisce al fenomeno di segnali RF raccolti, rettificati e amplificati da circuiti audio, soprattutto preamplificatori ad alto guadagno.
Tra tutti i tipi di disturbi di interferenza che possono affliggere un sistema hi-fi, la rettificazione audio rimane il più infido e fastidioso.
Una situazione comune di rettificazione audio si ha quando accendendo il giradischi si scopre che questo riceve la stazione radio AM locale.
Ci sono 4 possibili sorgenti d'interferenza, ognuna caratterizzata in modo particolare:

— Se si sente chiaramente attraverso l'altoparlante allora le sorgenti sono probabilmente stazioni AM.
— Se la interferenza è sentita in maniera confusa allora può essere un SSB o un radioamatore.
— Una diminuzione di volume può essere prodotta dalla raccolta di segnali FM.
— Se invece si sente un ronzio, vuol dire che si sta ricevendo onde RADAR o TV.

In ogni modo, qualunque sia la sorgente, il modo per affrontarne l'eliminazione è sempre lo stesso.
Di solito la rettificazione avviene al primo transistor non lineare ad alto guadagno e larga banda che il segnale incontra.
Il segnale può viaggiare entro cavi non schermati e non correttamente connessi a terra all'ingresso; può essere raccolto attraverso l'aria da lunghi fili non coperti o può entrare su linee di potenza AC.
È rettificato dal transistor del 1° stadio che agisce come diodo rettificatore, quindi amplificato dal resto del circuito, e infine portato agli altoparlanti.
Cattive saldature possono rivelare la RF altrettanto bene dei transistor e devono essere evitate (o considerate come possibili elementi critici).
È opportuno consultare la lista seguente per cercare di eliminare un raddrizzamento audio dell'apparecchiatura già esistente.
Per quanto riguarda nuovi progetti, si tengano i terminali d'ingresso corti e schermati con lo schermo messo a massa in un solo punto; si facciano saldature pulite e precise, si evitino anelli creati da più punti di terra, e infine si facciano i collegamenti a terra vicini al relativo IC o trasistor.
Suggerimenti per eliminare la rettificazione audio:

— Ridurre l'impedenza d'ingresso.

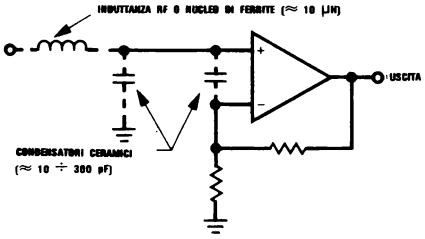


FIGURA 2.4.1 Suggerimenti per eliminare la rettificazione audio

— Mettere un condensatore a terra vicino all'ingresso o alla base (10÷300 pF)
— Usare condensatori ceramici.
— Mettere un nucleo di ferrite sul piedino d'ingresso vicino al dispositivo.

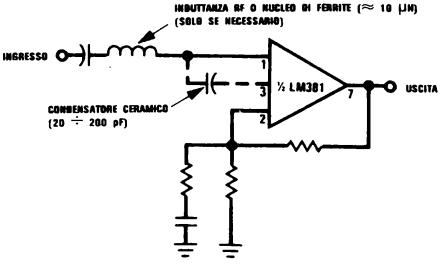


FIGURA 2.4.2 Correzione della rettificazione audio nel LM 381

— Usare induttanze RF in serie con l'ingresso ~ 10 μH).
— Usare induttanze RF (o nuclei di ferrite) e condensatori a terra.
— Sperare e pregare.

Una tecnica particolarmente efficace è possibile in particolare con il LM 381 poiché sono accessibili entrambi base ed emettitore del transistor d'ingresso. Un condensatore ceramico viene allora montato vicinissimo al IC dal piedino 1 al 3 collegando in corto la base e l'emitter alle alte frequenze RF (fig. 2.4.2).

2.5 SCELTA DEL PREAMPLIFICATORE DOPPIO

Nella linea di IC NATIONAL SEMICONDUCTOR progettati specificatamente per essere usati come preamplificatori audio sono presenti il LM 381, LM 382, LM 387 e LM 1303.
Visto che sono usati soprattutto in applicazioni a 2 canali sono tutti doppi.
In aggiunta c'è il LM 389 che contiene 3 transistor NPN discreti che possono realizzare un preamplificatore mono a basso rumore per sistemi mono economici (paragrafo 4.11).
La tabella 2.5.1 riporta le principali caratteristiche elettriche di ciascun preamplificatore doppio presentato.
Di seguito è data una descrizione dettagliata di ciascuno, e ne sono presentati singolarmente particolarità e requisiti operativi.

TABELLA 2.5.1 Caratteristiche dei preamplificatori doppi

PARAMETRO	LM381N (14 Pin DIP)			LM382N (14 Pin DIP)			LM387N (8 Pin DIP)			LM1303N (14 Pin DIP)			UNITA
	MIN	TIP.	MAX	MIN	TIP.	MAX	MIN	TIP.	MAX	MIN	TIP.	MAX	
Tensione di alimentazione	9		40	9		40	9		30[6]	±4,5		±15	V
Corrente di alimentazione a riposo		10			10	16		10				15	mA
Resistenza d'ingresso													
Ingresso positivo		100 k			100 k		50 k	100 k			25 k		Ω
Ingresso negativo		200 k			200 k			200 k			25 k		Ω
Guadagno ad anello aperto		104			100			104		76	80		dBV
Escursione della tensione d'uscita R_L=10 kΩ		Vs - 2			Vs - 2			Vs - 2		11,3	15,6		V_{P-P}
Corrente d'uscita													
Generata		8[2]			8[2]			8[2]		0,6	0,8		mA
Assorbita		2			2			2		0,6	0,8		mA
Resistenza d'uscita (anello aperto)		150			150			150			4 k		Ω
Slew Rate (Av=40 dB)		4,7			4,7			4,7			5,0[7]		V/μs
Larghezza di banda della potenza													
20 V_{P-P} (V_S=24 V)		75			75			75			100		kHz
11,3 V_{P-P} (V_S=±13 V)													
Larghezza di banda a guadagno unitario		15			15			15			20		MHz
Tensione d'ingresso													
Ingresso positivo			300			300			300				μV_{RMS}
Altri ingressi												±5	V
Rapporto di reiezione dell'alimentazione (riferita all'ingresso, 1 kHz)		120			120			110					dBV
Separazione di canale (f=1 kHz)		60		40	60		40	60		60	70		dBV
Distorsione armonica totale (f=1 kHz)[3]		0,1											%
Rumore totale equivalente d'ingresso		0,5[4]			0,1	0,3		0,1 0,8	0,5		0,1		μV_{RMS}
(R_S=600 Ω, 10-10 kHz)		0,5[4,5]	1,0[4]		0,8	1,2		0,65[6]	1,2				mV_{RMS}
Rumore totale d'uscita NAB		190	0,7[4,5]					230	0,9[6]				μV_{RMS}
(R_S=600 Ω, 10-10 kHz)		140[5]						180[6]					μV_{RMS}

1. Le specifiche si applicano per T_A = 25 °C con V_S = + 14 V per LM 381/382/387 e V_S = ± 13 V per il LM 1303, a meno che non sia specificato diversamente
2. Corrente DC; corrente simmetrica AC = 2 mA_{P-P}.
3. LM 381 e LM 387. guadagno = 60 dB; LM 382: guadagno = 60 dB; LM 1303: guadagno = 40 dB.
4. Polarizzazione con ingresso single ended.
5. LM 381 AN.
6. 40 V per il LM 387 AN
7. Compensazione in frequenza: C = 0,0047 μF ai pin 3 e 4.
8. Livello di riferimento NAB: guadagno 37 dBV a 1 kHz circuito di riproduzione per registratori a nastro.

2.6 PREAMPLIFICATORE DOPPIO A BASSO RUMORE LM 381

2.6.1 Introduzione

Il LM 381 è un preamplificatore doppio espressamente progettato per l'amplificazione di segnali a basso livello in applicazioni a basso rumore.
Il rumore totale equivalente all'ingresso è di 0,5 μV_{RMS} tipici (R_S = 600 Ω, 10-10.000 Hz).
Ognuno dei 2 amplificatori è del tutto indipendente con internamente un disaccoppiatore-regolatore di alimentazione, che fornisce una reiezione della alimentazione di 120 dB e una separazione di canale di 60 dB.
Altre eccellenti caratteristiche sono l'alto guadagno (112 dB) la grande escursione della tensione d'uscita (V_{CC} — 2 V)) picco-picco, e la larga banda di potenza (75 kHz, 20 V_{p-p}).
Il LM 381 è alimentato da un solo alimentatore con tensione variabile da 9 a 40 V.
L'amplificatore è compensato internamente e protetto contro corti circuiti.
Tentativi, numerosi, sono stati fatti al fine di ottenere queste funzioni attraverso amplificatori operazionali.
Tuttavia, a causa dei numerosi particolari requisiti richiesti per questa applicazione, questi riarrangiamenti non si sono dimostrati adeguati.
Con il basso livello d'uscita di testine per nastri magnetici e giradischi, il rumore dell'amplificatore diventa critico al fine di raggiungere un accettabile rapporto segnale-rumore.
Questa è la maggior difficoltà nell'uso di un amplificatore operazionale in questo campo.
Ancora, Op-Amp possiede una insufficiente reiezione dell'alimentazione, limitate larghezze di banda per piccoli segnali e di potenza e un numero eccessivo di componenti esterni.

2.6.2 Descrizione del circuito

Per raggiungere caratteristiche di basso rumore, bisogna porre particolare attenzione nel progetto dello stadio d'ingresso.
Per prima cosa, l'ingresso deve essere in grado di lavorare « single ended », visto che entrambi i transistor contribuiscono al rumore in uno stadio delle differenze, peggiorando il rumore all'ingresso di un fattore $\sqrt{2}$ (paragrafo 2.3).
In secondo luogo, sia gli elementi di carico che di polarizzazione devono essere resistivi poiché componenti attivi darebbero lo stesso contributo di rumore del dispositivo d'ingresso.
Lo stadio d'ingresso fondamentale, fig. 2.6.1, può lavorare come un amplificatore « single ended » differenziale.
Per un'ottimizzazione del rumore, Q_2 è spento e la reazione è portata all'emitter di Q_1.
In applicazioni in cui il rumore sia meno critico, Q_1 e Q_2 possono essere usati nella configurazione differenziale.
Questo dà una maggiore impedenza (vantaggio) al punto di somma della reazione, permettendo l'uso di resistenze più grandi e di più piccoli condensatori nelle reti di controllo del tono e di equalizzazione.

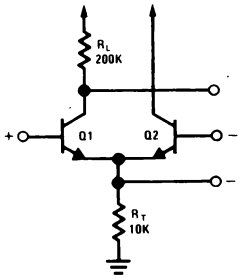


FIGURA 2.6.1 Stadio d'ingresso

Il guadagno di tensione di uno stadio d'ingresso single anded vale:

$$A_{V(AC)} = \frac{R_L}{re} = \frac{200\ k}{1{,}25\ k} = 160 \qquad (2.6.1)$$

in cui: $re = \frac{KT}{qI_E} \approx 1{,}25 \times 10^3$ a 25 °C, $I_E \approx 20\ \mu A$

Il guadagno di tensione di uno stadio d'ingresso differenziale vale:

$$A_V = \frac{1}{2}\frac{R_L}{re} = \frac{1}{2}\frac{R_L\, q\, I_E}{KT} \approx 80 \qquad (2.6.2)$$

Lo schema circuitale del LM 381, fig. 2.6.2, è diviso funzionalmente per gruppi: primo e secondo stadio di guadagno di tensione, terzo stadio di guadagno di corrente e regolatore di polarizzazione.
Il secondo stadio è un amplificatore common-emitter (Q_5) con un carico generatore di corrente per carico (Q_6).
L'emitter-follower Q_3, Q_4 dà uno spostamento di livello e il guadagno di corrente allo stadio emitter a massa (Q_5) e alla corrente d'uscita.
Il guadagno di tensione del 2° stadio è circa 2000, cosicché il guadagno complessivo dell'amplificatore è tipicamente 160.000 nella configurazione ad ingresso differenziale.
Il preamplificatore è compensato internamente con un condensatore C_1. Questo provvede alla compensazione del guadagno unitario a 15 MHz.
La compensazione è sufficiente a garantire la stabilità per un guadagno d'anello chiuso di 10.
Una compensazione per l'attraversamento a guadagno unitario può essere realizzata aggiungendo un condensatore esterno in parallelo con C_1 tra i piedini 5 e 6, 10 e 11.
Per tale amplificatore sono possibili 3 schemi fondamentali di compensazione: un polo nel 1° stadio, polo nel 2° stadio e sdoppiamento del polo.
La compensazione nel primo stadio provoca un aumento nel rumore ad alta frequenza a causa del basso guadagno del 1° stadio, permettendo così al 2° stadio di dare un contributo di rumore.
Una compensazione del 2° stadio porta a uno scarso slew-rate (minor banda) poiché il condensatore deve spazzare tutta la tensione d'uscita.
Lo sdoppiamento dei poli elimina queste inefficienze e dà il vantaggio che si può usare un piccolo condensatore monolitico di compensazione.

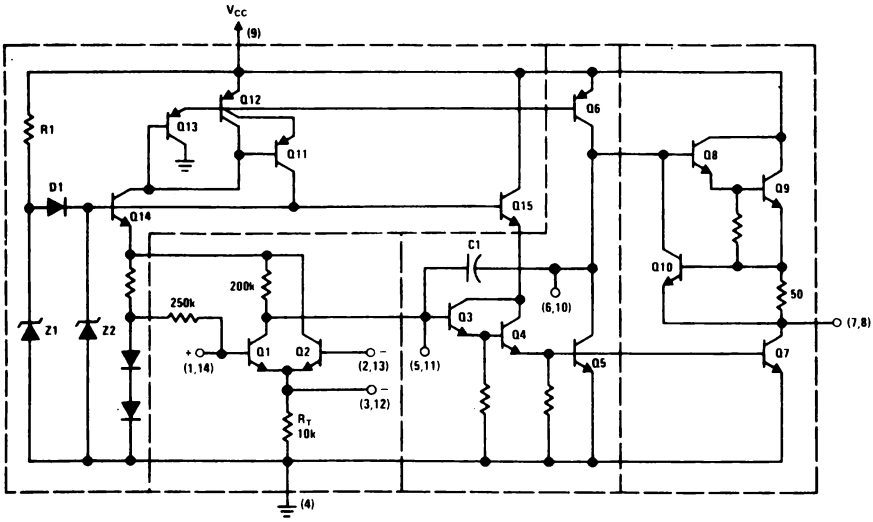


FIGURA 2.6.2 Schema circuitale

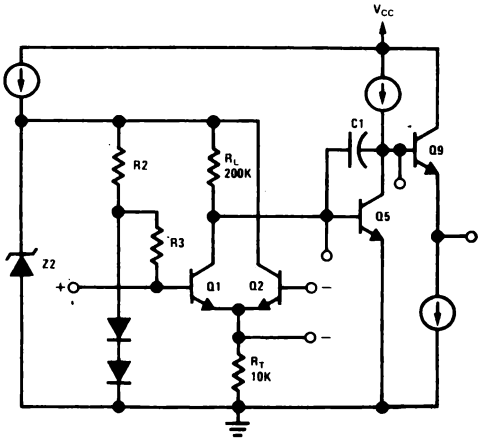


FIGURA 2.6.3 Circuito equivalente AC

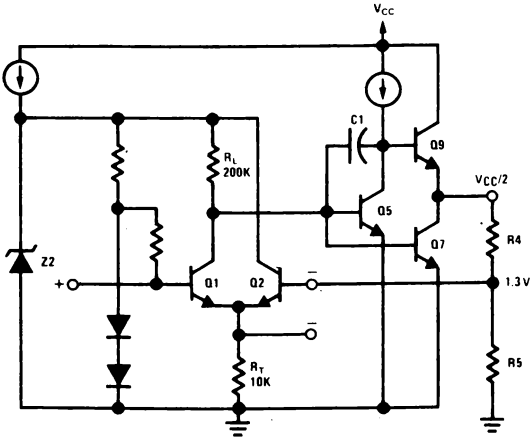


FIGURA 2.6.4 Polarizzazione dell'ingresso differenziale

Lo stadio d'uscita è un emitter-follower Darlington (Q_8, Q_9) con un assorbitore attivo di corrente (Q_7).
Il transistor Q_{10} dà una protezione contro i corti, limitando l'uscita a 12 mA.
Il riferimento di polarizzazione è un diodo Zener (Z_2) pilotato da un generatore di corrente costante (Q_{11}).
Il disaccoppiamento dell'alimentazione è il rapporto tra l'impedenza del generatore e l'impedenza dello zener.
Per ottenere l'alta impedenza del generatore di corrente necessaria a una reiezione dell'alimentazione di 120 dB si usa una configurazione a cascata (Q_{11} e Q_{12}).
La tensione di riferimento è usata per alimentare il primo stadio dell'amplificatore attraverso gli emitter-follower Q_{14} e Q_{15}.
La resistenza R_1 e lo Zener Z_1 provvedono ad innescare il meccanismo del regolatore.
Dopo la partenza cadono 0 volt su D_1, che cessa così di condurre.

2.6.3 Polarizzazione

La fig. 2.6.3 mostra un circuito equivalente AC del LM 381.
L'ingresso non invertente Q_1 è riferito a un generatore di tensione 2 Vbe.
Il punto di riposo dell'uscita è determinato dalla reazione negativa DC attraverso il divisore esterno R_4/R_5 (fig. 2.6.4).

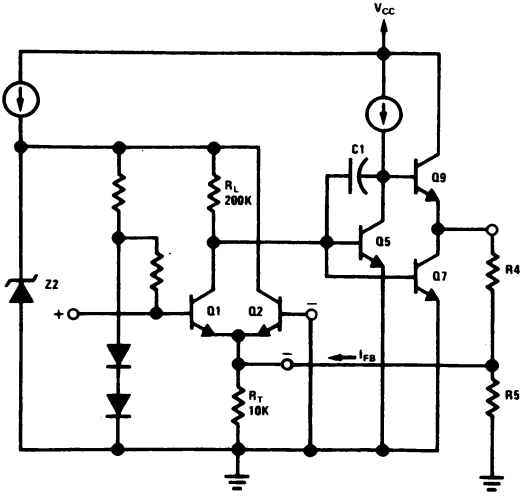


FIGURA 2.6.5 Polarizzazione con ingresso Single Ended

Per la stabilità della polarizzazione la corrente attraverso R_5 è stata fatta dieci volte la corrente di ingresso di Q_2 ($\approx$ 0,5 µA).
In tal caso, per l'ingresso differenziale, le resistenze R_5 e R_4 sono:

$$R_5 = \frac{2\,V_{BE}}{10\,I_{Q2}} = \frac{1{,}3}{5\text{x}10^{-6}} = 260\ \text{k}\Omega \text{ massimo}$$

$$R_4 = \left(\frac{V_{CC}}{2{,}6} - 1\right) R_5$$

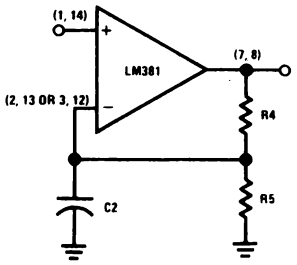


FIGURA 2.6.6 Anello aperto AC

Utilizzando l'ingresso single ended, Q_2 è spento e la reazione DC è portata all'emettitore di Q_1 (fig. 2.6.5).
L'impedenza del nodo somma della reazione è ora due ordini di grandezza più bassa della base di Q_2 ($\approx$ 10 kΩ). Perciò per mantenere la stabilità della polarizzazione deve essere diminuta la impedenza della rete di reazione. Mantenendo ragionevoli valori di resistenza l'impedenza del generatore di tensione di reazione può essere 1/5 di quella del nodo somma.
La corrente di reazione è < 100 µA nel caso peggiore. Perciò per un ingresso single ended le resistenze R_5 e R_4 valgono:

$$R_5 = \frac{V_{BE}}{5\,I_{FB}} = \frac{0{,}65}{5 \times 10^{-4}} = 1300\ \Omega \text{ massimo}$$

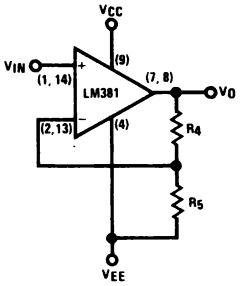
$$R_4 = \left(\frac{V_{CC}}{1{,}3} - 1\right) R_5$$

I circuiti di fig. 2.6.4 e 2.6.5 hanno un guadagno AC e DC uguale al rapporto R_4/R_5.
Per aprire il guadagno d'anello AC si usa un condensatore C^2 in parallelo a R_5 (fig. 2.6.6).
Il guadagno AC si avvicina ora a quello ad anello aperto.
La frequenza di taglio inferiore a 3 dB, f_o, è data da:

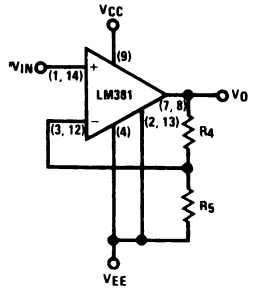
$$f_o = \frac{A_o}{2\,\pi\,C_2\,R_4} \qquad (2.6.7)$$

2.6.4 Operazione ad alimentazione sdoppiata

Benchè progettato per lavorare con una sola alimentazione il LM 381 può operare altrettanto bene con alimentazione sdoppiata.
(Si verifica un compromesso quando si usano alimentazioni negative non regolate poichè gli ingressi sono polarizzati all'alimentazione negativa senza tecniche di reiezione e può introdursi del ronzìo).
E' necessario solo applicare la alimentazione negativa (V_{EE} al piedino di terra e ritornare la resistenza di polarizzazione R_5 a V_{EE} invece che a terra.
Valgono ancora le equazioni (2.6.3) e (2.6.5) mentre nelle equazioni (2.6.4) e (2.6.6) l'unica modifica è riconoscere che V_{CC} rappresenta il potenziale totale sul LM 381 ed è uguale alla somma assoluta delle alimentazioni usate, ovvero V_{CC} = 30 V per alimentazioni ± 15 V.



Polarizzazione con ingresso differenziale



Polarizzazione con ingresso Single Ended

$V_{ODC} \approx 0$ VOLTS
$V_{INDC} \approx V_{EE} + 1.2$ VOLTS

FIGURA 2.6.7 Operazione con alimentazione sdoppiata

La fig. 2.6.7 presenta una tipica applicazione dello sdoppiamento d'alimentazione: sono mostrate entrambe le configurazioni ad ingresso differenziale e singolo (si noti che mentre la tensione d'uscita DC è all'incirca zero il potenziale DC all'ingresso positivo è circa 1,3 V al di sopra dell'alimentazione negativa, rendendo necessario un accoppiamento capacitivo all'ingresso).

2.6.5 Amplificatori AC non invertenti

Forse la più comune applicazione del LM 381 è come amp. AC non interviene a banda piatta con una singola alimentazione.
Tale configurazione è riportata in fig. 2.6.8.
Le resistenze R_4 e R_5 danno la necessaria polarizzazione e fissano il guadagno DC, A_{VDC}, attraverso l'equazione (2.6.8):

$$A_{VDC} = 1 + \frac{R_4}{R_5} \qquad (2.6.8)$$

Il guadagno AC è dato dalla resistenza R_6 con taglio a bassa frequenza f_o determinata dal condensatore C_2:

$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_4}{R_6} \qquad (2.6.9)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_6} \qquad (2.6.10)$$

La banda per piccoli segnali del LM 381 è nominale 20 MHz rendendo disponibile il preamplificatore ad applicazioni a larga banda nel campo della strumentazione.
Tuttavia in applicazioni a banda stretta è auspicabile limitare la banda dell'amplificatore ed eliminare quindi il rumore ad alta frequenza.
Il condensatore C_3 svolge tale funzione essendo messo in parallelo al condensatore interno con funzione di sdoppiatore di polo.
Così il punto di attenuazione 3dB ad alta frequenza è dato da C_3 secondo l'equazione (2.6.11)

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_3 \, re \, A_{VAC}} - 4 \times 10^{-12} \qquad (2.6.11)$$

in cui: f_3 = attenuazione 3 dB, alta frequenza
re = resistenza d'emitter per piccoli segnali del primo stadio ≈ 1.3 kΩ
A_{VAC} = guadagno a metà banda in V/V

Il condensatore C_o funziona da condensatore di accoppiamento AC all'ingresso per tagliare tensioni DC in entrambe le direzioni ed è circa uguale a 0,1 μF (o più).
Il condensatore d'accoppiamento all'uscita C_c è condizionato dalla resistenza del carico e dal punto di attenuazione a bassa frequenza f_o attraverso l'equazione (2.6.12).

$$C_c = \frac{1}{2\pi f_o R_L} \qquad (2.6.12)$$

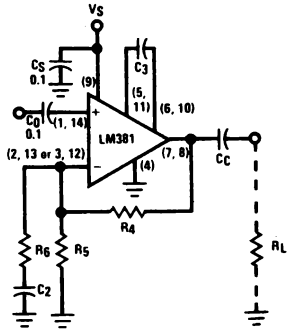


FIGURA 2.6.8 Amplificatore AC non invertente

Poichè il LM 381 è un amplificatore ad alto guadagno si richiede un adeguato disaccoppiamento della alimentazione.
Per la maggior parte delle applicazioni basta un condensatore ceramico (C_S) da 0,1 μF con piedini corti collocato vicino (1 o 2 cm al più) all'IC.
Quando utilizzato in configurazione non invertente si deve rispettare la massima tensione d'ingresso di 300 mV_{RMS} (85 mV_{PP}) per rimanere nel campo della linearità ed evitare eccessive distorsioni.
In configurazione invertente non è invece presente tale necessità.

2.6.6 Amplificatore AC invertente

La configurazione invertente (fig. 2.6.9) è utilissima poichè mantiene eccellenti caratteristiche di rumore senza la limitazione sulla tensione di ingresso ed offre inoltre l'ulteriore vantaggio di essere intrinsecamente stabile a guadagno unitario.
Questo risultato è raggiunto attraverso l'azione come partitore di tensione di R_6 e R_5 rispetto alla tensione d'ingresso.

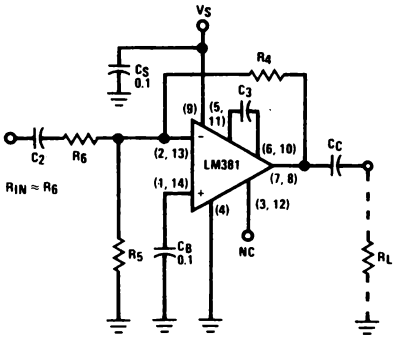


FIGURA 2.6.9 Amplificatore invertente AC

Per valori normali di R_4 e R_5 (con tipiche tensioni di alimentazione) il guadagno dell'amplificatore stesso, ovvero il guadagno in tensione relativo ai piedini 2 o 13 invece che all'ingresso, è sempre intorno a un valore 10, che è un valore stabile (per particolari v. paragrafo 2.8.7).
La importanza reale sta nel fatto che mentre l'aggiunta di C_3 garantisce la stabilità a guadagno unitario (e alte frequenze di roll-off) ciò viene fatto a spese dello slew-rate.
Utilizzando lo schema di fig. 2.6.9 senza C_3, per ogni guadagno si mantiene lo slew rate pieno di 4.7 V/µs.

Le nuove equazioni del guadagno sono:

$$A_{VDC} = -\frac{R_4}{R_5} \qquad (2.6.13)$$

$$A_{VAC} = -\frac{R_4}{R_6} \qquad (2.6.14)$$

Il condensatore C_2 è determinato ancora dall'equazione (2.6.10) mentre C_C e C_S hanno gli stessi valori precedenti.
Viene aggiunto il condensatore C_B (circa 0,1 µF) per dare il disaccoppiamento AC all'ingresso positivo.
Si noti che i piedini 3 e 12 non sono usati poichè la configurazione invertente non è di solito usata con tecniche di polarizzazione dell'ingresso single ended.

2.7 PREAMPLIFICATORE DOPPIO LM 381 A PER APPLICAZIONI CON BASSISSIMO LIVELLO DI RUMORE

2.7.1 Introduzione

Il LM 381 A è un preamplificatore doppio esplicitamente disegnato per rispondere alla richiesta di amplificare segnali a basso livello in condizioni critiche di rumore.
Applicazioni di tale genere sono gli idrofoni, registratore scientifici e di strumentazione, blocchi di guadagno con basso livello e larga banda, registratori a nastro, impianti per riproduzione sonora.
Il LM 381 A può essere polarizzato esternamente per prestazioni ottimali in applicazioni a bassissimo rumore. In tali condizioni il LM 381 A si presenta come un amplificatore larga banda e alto guadagno con un comportamento al rumore migliore di quello dei migliori transistor attuali.
L'amplificatore può lavorare sia in configurazione differenziale che single ended.
Tuttavia per un migliore comportamento rispetto al rumore l'ingresso deve essere single ended poichè nello stadio delle differenze entrambi i transistor contribuiscono al rumore, peggiorando il disturbo all'ingresso di un fattore $\sqrt{2}$ (paragrafo 2.3).
Una ulteriore precisazione va fatta per quanto riguarda il progetto della circuiteria di polarizzazione dell'ingresso.
Sia il carico che gli elementi di polarizzazione devono essere resistivi poichè componenti attivi contribuirebbero con un rumore pari a quello del dispositivo d'ingresso.
Infine deve essere ottimizzata la densità di corrente del dispositivo d'ingresso rispetto alla resistenza del generatore del trasduttore d'ingresso.

2.7.2 Ottimizzazione della densità di corrente all'ingresso

Le fig. 2.7.1 e 2.7.2 mostrano per una banda larga (10 Hz - 10 kHz) la tensione e la corrente di rumore all'ingresso in funzione della corrente di collettore per una configurazione single-ended del LM 381 A.
Il rumore totale all'ingresso dell'amplificatore è dato da:

$$E_T = \sqrt{[e_n^2 + (i_n R_S)^2 + 4\,k\,T\,R_S]\,B.W.} \qquad (2.7.1)$$

in cui: e_n = tensione di rumore dell'amplificatore/$\sqrt{Hz}$

i_n = corrente di rumore dell'amplificatore/$\sqrt{Hz}$

R_S = resistenza del generatore in Ω

K = costante di Boltzmann = $1{,}38 \times 10^{-23}$ J°/°K

T = temperatura della resistenza del generatore in °K

B.W. (= BAND WIDTH) = larghezza di banda del rumore.

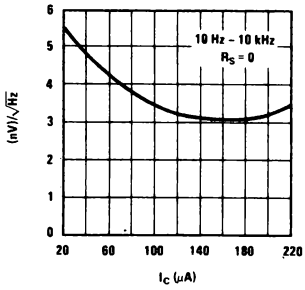


FIGURA 2.7.1 Tensione equivalente di rumore di ingresso a larga banda rispetto alla corrente di collettore

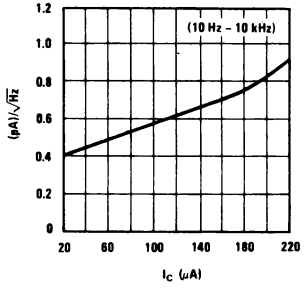


FIGURA 2.7.2 Corrente equivalente di rumore di ingresso a larga banda rispetto alla corrente di collettore

La fig. 2.7.3 mostra un grafico della corrente di collettore del transistor d'ingresso (Q_1) in dipendenza della resistenza del generatore, per una ottimizzazione delle caratteristiche di rumore del LM 381 A.
Per impedenze della sorgente minori di 3kΩ domina il termine della tensione di rumore (e_n) e l'ingresso è polarizzato a 170 μA, che è un valore ottimale per la tensione di rumore.
Nella regione tra 3kΩ e 15kΩ contribuiscono sia e_n che i_nR_s e l'ingresso dovrebbe essere polarizzato come da fig. 2.7.3.
Sopra i 15kΩ diventa predominante il termine i_nR_s e l'amplificatore opera senza polarizzazione esterna.
La fig. 2.7.4 mostra lo stadio d'ingresso del LM 381 A con componenti esterni aggiunti per aumentare la densità di corrente del transistor Q_1.
Le resistenze R_1 e R_2 forniscono la corrente addizionale (I_2) a quella già esistente di collettore (I_1) che è circa 18 μA.
La somma delle resistenze R_1 e R_2 è data da:

$$(R_1 + R_2) = \frac{V_S - 2{,}1}{I_C - 18 \times 10^{-6}}$$

Per considerazioni DC, è importante solo la somma (R_1+R_2). Considerando invece effetti AC diventano significativi anche i valori di R_1 e R_2.
Poichè le resistenze R_1 e R_2 sono polarizzate dall'alimentazione, è necessario il condensatore C_1 per mantenere la reiezione dell'alimentazione.
Il valore di C_1 è dato da:

$$C_1 = \frac{10^{P.S.R./20}}{2\,\pi\, f_S\, R_1\, A_1}$$

in cui: P.S.R. = reiezione dell'alimentazione in dB riferita all'ingresso
f_S = frequenza del ripple dell'alimentazione
A_1 = guadagno in tensione del 1° stadio

Quanto più diventa piccola R_1, tanto più il condensatore C_1 aumenta, per un dato rapporto di reiezione dell'alimentazione.
Inversamente al diminuire di R_2 diminuisce il guadagno dello stadio d'ingresso, influenzando in maniera opposta il comportamento al rumore.
Per il range di correnti di collettore su cui si trova a lavorare il LM 381A, si ottiene un ragionevole compromesso con:

$$R_2 = 3R \qquad (2.7.4)$$

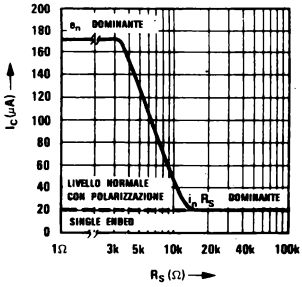


FIGURA 2.7.3 Corrente di collettore in funzione della resistenza del generatore per prestazioni di rumore ottimali

Il guadagno dello stadio d'ingresso, è:

$$A_1 = \frac{\dfrac{(2 \times 10^5)\, R_2}{R_2 + 2 \times 10^5}}{\dfrac{0{,}026}{I_C} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{10^4} + \dfrac{1}{R_3} + \dfrac{1}{R_4}}} \qquad (2.7.5)$$

Aumentando la corrente in Q_1 aumenta la corrente di base che passa attraverso la resistenza di polarizzazione 250 K.
Tale caduta di tensione influenza la tensione V_E di emitter di Q_1 secondo la relazione:

$$V_E = 0{,}8 - \left(\frac{I_C}{130} \times 250\ k \right) \qquad (2.7.6)$$

Il partitore resistivo $R_f/_3$ provvede alla reazione negativa intorno all'amplificatore posizionando così il punto di lavoro a riposo.
R_f è dato da:

$$R_f = \frac{1}{2} \left[\frac{V_S\, R_3 \times 10^4}{V_E\,(R_3 + 1 \times 10^4) - I_C\,(R_3 \times 10^4)} \right] \qquad (2.7.7)$$

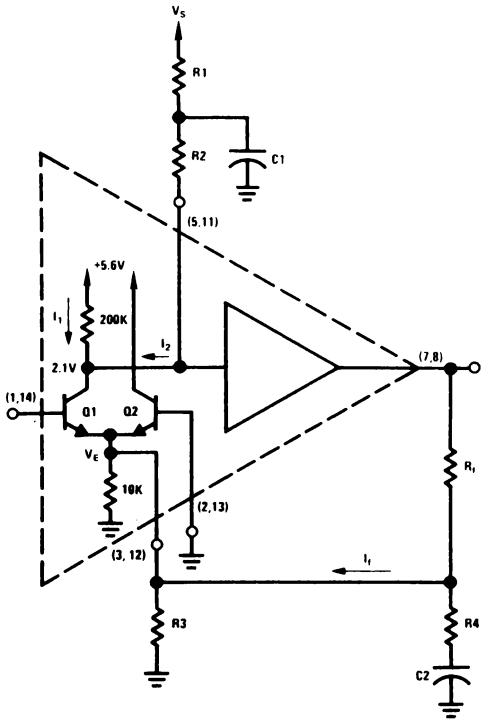


FIGURA 2.7.4 LM381A con componenti di polarizzazione per incrementare la densità di corrente di Q_1

Per la stabilità DC si ponga (per applicazioni di produzione R_3 è un trimmer di 2,5 kΩ, per permettere variazioni pur conservando il livello di uscita DC):

R_3 = 1 kΩ nominale

R_f = secondo la seguente relazione:

$$R_f = \frac{1}{2}\left[\frac{V_S \times 10^7}{V_E\,(1{,}1 \times 10^4) - I_C \times 10^7}\right] \qquad (2.7.9)$$

in cui: V_S = alimentazione

I_C = corrente di collettore di Q.

Il guadagno AC ad anello chiuso è dato dal rapporto:

$(R_f + R_4)/R_4$

Il condensatore C_2 impone la frequenza inferiore di taglio:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_2 R_4} \qquad (2.7.11)$$

La fig. 2.7.5 mostra il LM 381 A in una configurazione single ended con i componenti addizionali di polarizzazione.

Il condensatore C_3 può essere aggiunto per limitare la banda dell'amplificatore al range utile di frequenze, eliminando così il rumore in eccesso al di fuori della banda richiesta

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_1\left(\dfrac{0{,}026}{I_C}\right)10^{A/20}} - 4 \times 10^{-12} \qquad (2.7.12)$$

in cui: f_1 = punto 3 dB ad alta frequenza

I_C = corrente di collettore di Q_1

A = guadagno a metà banda in dB

Il condensatore d'ingresso C_4 ha un ruolo importante nella riduzione degli effetti del rumore 1/f.

Il rumore 1/f è soprattutto un fenomeno di corrente, cosicché rendendo C_4 grande viene presentata una piccola impedenza alla corrente 1/f, creando una più piccola tensione equivalente di rumore.

Un valore di C_4 = 10 μF si è rivelato adatto a tale fine.

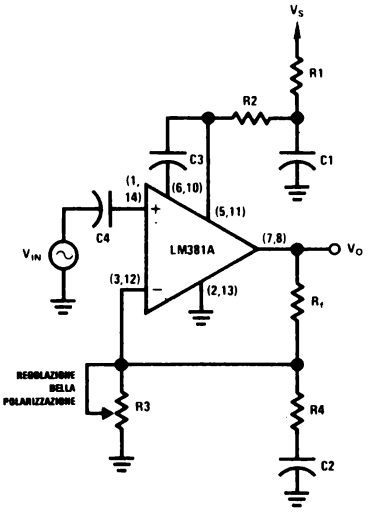


FIGURA 2.7.5 Configurazione a ingresso singolo con componenti di polarizzazione esterni

Esempio 2.7.1

Si progetti un preamplificatore a bassissimo rumore con guadagno di 1000, alimentato a 24 V e con 600 Ω di impedenza di sorgente.

Si è interessati a una banda da 20 Hz a 10 kHz.

Soluzione

1. Dalla fig. 2.7.3 è ottimale la corrente di collettore di 170 μA per una resistenza di sorgente di 600 Ω.
2. Dall'equazione (2.7.2)

$$R_1 + R_2 = \frac{V_S - 2{,}1}{I_C - 18 \times 10^{-6}} = \frac{24 - 2{,}1}{(170 - 18) \times 10^{-6}}$$

$$R_1 + R_2 = 1{,}44 \times 10^5$$

3. Dall'equazione (2.7.4)

$$R_2 = 3\ R_1 = \frac{1{,}44 \times 10^5}{1{,}333} = 1{,}08 \times 10^5$$

$R_2 \approx 100$ kΩ

$R_1 = 30 \times 10^3 \approx 39$ kΩ

4. Dall'equazione (2.7.6)

$$V_E = 0{,}8 - \left(\frac{170 \times 10^{-6}}{130} \times 250\ k \right)$$

$V_E = 0{,}47$

5. Dall'equazione (2.7.6) si ponga $R_3 = 1\ k\Omega$ (si usi un trimmer da 2,5 kΩ e lo si posizioni per $V_o = V_S/2$).

6. Dall'equazione (2.7.9)

$$R_f = \frac{1}{2} \left[\frac{V_S \times 10^7}{V_E\,(1{,}1 \times 10^4) - I_C \times 10^7} \right]$$

$$R_f = \frac{1}{2} \left[\frac{24 \times 10^7}{0{,}47\,(1{,}1 \times 10^4) - 1{,}7 \times 10^3} \right]$$

$R_f = 3{,}46 \times 10^4 \approx 36\ k\Omega$

7. Per un guadagno di 1000, l'equazione (2.7.10): guadagno dell'amplificatore $= \dfrac{(R_f + R_4)}{R_4} = 1.000$

$$R_4 = \frac{36 \times 10^3}{10^3} = 36\ \Omega$$

8. Per un punto 3 dB a bassa frequenza f_o di 20 Hz l'equazione (2.7.11) dà:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_4} = \frac{1}{6{,}28 \times 20 \times 36}$$

$= 2{,}21 \times 10^{-4}$

$C_2 \approx 200\ \mu F$

9. Dall'equazione (2.7.5) il guadagno dello stadio d'ingresso vale:

$$A_1 = \frac{\dfrac{(2 \times 10^5)\,R_2}{R_2 + 2 \times 10^5}}{\dfrac{0{,}026}{I_C} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{10^4} + \dfrac{1}{R_3} + \dfrac{1}{R_4}}}$$

$$A_1 = \frac{\dfrac{2 \times 10^5 \times 10^5}{10^5 + 2 \times 10^5}}{\dfrac{0{,}026}{1{,}7 \times 10^4} + \dfrac{1}{\dfrac{1}{10^4} + \dfrac{1}{10^3} + \dfrac{1}{36}}}$$

$A_1 = 355$

10. Per una reiezione dell'alimentazione di 100 dB a 120 Hz, l'equazione (2.7.3)

$$C_1 = \frac{10^{P.S.R./20}}{2\pi f R_1 A_1} = \frac{10^{100/20}}{2\pi \times 120 \times 39 \times 10^3 \times 355}$$

$$C_1 = \frac{10^5}{1{,}04 \times 10^{10}} = 9{,}6 \times 10^{-6}$$

$C_1 \approx 10\ \mu F$

11. Per il punto 3 dB ad alta frequenza (10 kHz), l'equazione (2.7.12):

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_1 \left(\dfrac{0{,}026}{I_C} \right) 10^{A/20}} - 4 \times 10^{-12}$$

$$C_3 = \frac{1}{6{,}28 \times 10^4 \times 1{,}53 \times 10^2 \times 10^3} - 4 \times 10^{-12}$$

$C_3 = 1{,}0 \times 10^{-10} \approx 100\ pF$

Le caratteristiche di rumore del circuito di figura 2.7.6 possono essere trovate con l'ausilio delle fig. 2.7.1 e 2.7.2 e dell'equazione (2.7.1.)

Dalle fig. 2.7.1 e 2.7.2 la tensione di rumore (e_n) e la corrente di rumore i_n, a 70 μA valgono:

$e_n = 30\ nV/\sqrt{Hz}$

$i_n = 0{,}72\ pA/\sqrt{Hz}$

Dall'equazione (2.7.1)

$$E_T = \sqrt{[e_n^2 + (i_n R_S)^2 + 4\,KT\,R_S]\ B.W.}$$

$$= \sqrt{[(3{,}0 \times 10^{-9})^2 + (7{,}2 \times 10^{-13} \times 600)^2 + 9{,}94 \times 10^{-18}]\ 10^4}$$

Totale tensione di rumore a larga banda:

$= 4{,}37 \times 10^{-7}\ V$

Figura di rumore a larga banda:

$$= 10 \log \frac{4\,KT\,R_S + e_n^2 + (i_n R_S)^2}{4\,KT\,R_S}$$

$$= 10 \log \frac{9{,}94 \times 10^{-18} + 9{,}0 \times 10^{-18} + 1{,}86 \times 10^{-19}}{9{,}94 \times 10^{-18}}$$

$= 10 \log 1{,}92 = 2{,}83\ dB$

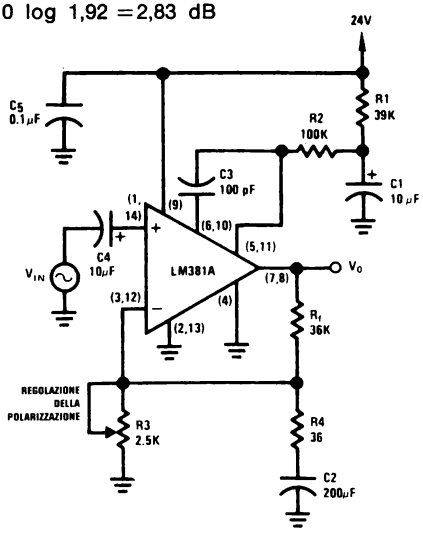


FIGURA 2.7.6 Applicazione tipica con densità di corrente dello stadio d'ingresso incrementata

2.8 LM 387/387 A PREAMPLIFICATORE DOPPIO A BASSO RUMORE MINIDIP

2.8.1 Introduzione

Il LM 387 è un preamplificatore doppio a basso costo fornito in contenitore minidip a 8 piedini. La circuiteria interna è identica al LM 381 e ha caratteristiche analoghe.

Tralasciando la compensazione esterna e i piedini di polarizazione single-ended è stato possibile compattare questo amplificatore doppio in un minidip 8 piedini per coprire richieste di minima superficie occupata.

Come il LM 381 tale preamplificatore è al 100% garantito e collaudato al rumore.

Tipicamente il rumore totale equivalente all'ingresso vale 0,65 μV_{RMS} (R_S = 600 Ω, 100 Hz — 10 kHz) e il rapporto di reiezione dell'alimentazione è 110 dB (f = 1 kHz). Per gli altri parametri valgono i valori dati per il LM 381. Per polarizzazione, compensazione e la tecnica di sdoppiamento dell'alimentazione valgono le spiegazioni già date.

2.8.2 Amplificatore AC non invertente

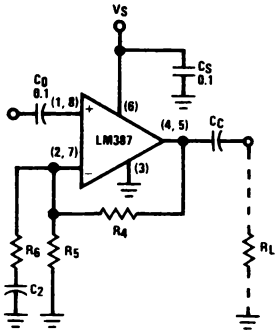
Per applicazioni speciali a basso livello in cui si richiedano caratteristiche di rumore ottimali resta sempre valida la configurazione non invertente.
Il LM 387 usato come amplificatore AC non invertente è simile al LM 381 e valgono le stesse equazioni di progetto. La fig. 2.8.1 mostra il circuito con le equazioni ripetute per convenienza.

2.8.3 Amplificatore AC invertente

Per segnali ad alto livello (maggiori di 300 mV) può essere usata la configurazione invertente al fine di superare il limite di sovraccarico all'ingresso positivo.
Sono possibili con tale configurazione guadagni in tensione minori di 20 dB poichè per la polarizzazione DC la resistenza R_5 agisce come divisore di tensione rispetto al segnale in arrivo (vedi descrizione per il LM 381).
Le equazioni che regolano il progetto sono identiche a quelle già date per il LM 381 e vengono ripetute, con lo schema invertente, in fig. 2.8.2.

2.8.4 Amplificatore invertente a guadagno unitario

Il requisito per la stabilità a guadagno unitario è che il guadagno dell'amplificatore dal piedino 2 (o 7) al piedino 4 (o 5) sia almeno 10 per tutte le frequenze.
Tale guadagno è il rapporto tra la resistenza di reazione R_4 e l'impedenza totale vista dall'ingresso invertente verso terra.
Si suppone che l'impedenza del generatore di segnale sia piccola e possa essere trascurata. In fig. 2.8.2 l'impedenza vista guardando dall'ingresso invertente è $R_5 \| R_6$ alle alte frequenze. (A basse frequenze, dove il guadagno d'anello è grande, è piccola l'impedenza all'ingresso invertente e R_5 è effettivamente trascurabile; a frequenze più alte diminuisce il guadagno d'anello provocando un aumento dell'impedenza invertente, fino al limite posto da R_5 a queste frequenze diventa un R_5, partitore di tensione per la tensione d'ingresso garantendo, se scelta accuratamente, un guadagno dell'amplificatore di 10). Se il rapporto tra R_4 e $R_5 \| R_6$ è almeno 10 è assicurata la stabilità.
Poichè R_4 è tipicamente 10 volte R_5 (per grandi tensioni di alimentazione) e $R_6 = R_4$ (per un guadagno unitario), allora il circuito è stabile senza bisogno di aggiungere componenti.
Per applicazioni a bassa tensione, in cui il rapporto tra R_4 e R_5 è inferiore a 10, diventa necessario mettere una rete RC in parallelo a R_5 co-



$$R_4 = \left(\frac{V_S}{2.6} - 1\right) R_5$$

R_5 = 240 kΩ MASSIMO

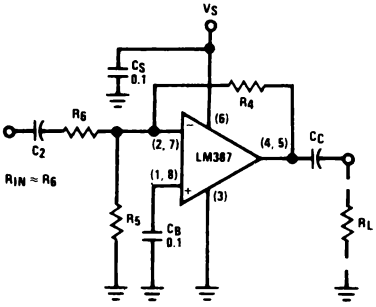
$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_4}{R_6}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi f_0 R_6}$$

$$C_C = \frac{1}{2 \pi f_0 R_L}$$

f_0 = FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

FIGURA 2.8.1. Amplificatore non invertente AC LM387



$$R_4 = \left(\frac{V_S}{2.6} - 1\right) R_5$$

R_5 = 240 kΩ MASSIMO

$$A_{VAC} = -\frac{R_4}{R_6}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \pi f_0 R_6}$$

$$C_C = \frac{1}{2 \pi f_0 R_L}$$

f_0 = FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

FIGURA 2.8.2 Amplificatore invertente AC LM387

sicchè sia soddisfatta la condizione sul guadagno anche ad alte frequenze.
La fig. 2.8.3 mostra tale situazione con R_x condizionato dalle equazioni (2.8.1), (2.8.3):

A_V (piedini dal 2 al 4) =

$$= -\frac{R_4}{R_5 \| R_6 \| R_7} \geqslant 10 \qquad (2.8.1)$$

$$RY = R_5 \| R_6 \qquad (2.8.2)$$

$$R_7 \leqslant \frac{RY\, R_4}{10\, RY - R_4} \qquad (2.8.3)$$

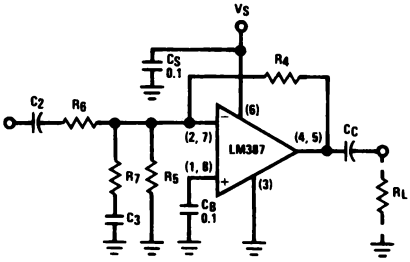


FIGURA 2.8.3 Amplificatore a guadagno unitario per basse tensioni di alimentazione

Esempio 2.8.1

Si progetti un amplificatore invertente a guadagno unitario e basso rumore per lavorare con $V_S = 12$ V, in grado di operare a bassa frequenza (20 Hz), impedenza d'ingresso uguale a 20 k Ω e impedenza di carico di 100 K.

Soluzione

1. $R_{in} = R_6 = 20$ kΩ.
2. Per il guadagno unitario $R_4 = R_6$, $R_4 = 20$ kΩ.
3. Dalla fig. 2.8.2

$$R_4 = \left(\frac{V_S}{2{,}6} - 1\right) R_5 = \left(\frac{12}{2{,}6} - 1\right) R_5$$

$$R_4 = 3{,}62\ R_5$$

Perciò:

$$R_5 = \frac{R_4}{3{,}62} = \frac{20\ k}{3{,}62} = 5{,}525\ \Omega$$

Si utilizzi $R_5 = 5{,}6$ k.

4. Dall'equazione (2.8.2)

$$RY = R_5 || R_6 = \frac{5{,}6\ k \times 20\ k}{5{,}6\ k + 20\ k} = 4{,}375$$

5. Dall'equazione (2.8.3)

$$R_7 \leqslant \frac{RY\ R_4}{10\ RY - R_4} = \frac{4375 \times 20 \times 10^3}{10 \times 4375 - (20 \times 10^3)} = 3684$$

Si prenda $R_7 = 3{,}6$ k.

6. Per $f_o = 20$ Hz

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_6} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 20\ k} = 3{,}98 \times 10^{-7}$$

Si prenda $C_2 = 0{,}5$ μF.

$$C_C = \frac{1}{2\pi f_o R_L} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 100\ k} = 7{,}95 \times 10^{-8}$$

7. La scelta di C_3 è abbastanza arbitraria poiché serve solo ad alte frequenze. Una frequenza conveniente per i calcoli è 20 kHz.

$$C_3 = \frac{1}{2\pi\ (20\ kHz)\ R_7} = \frac{1}{2\pi \times 20\ k \times 3{,}6\ k} = 2{,}21 \times 10^{-9}$$

Si prende quindi $C_3 = 0{,}0022$ μF.

2.8.5 Applicazione a controlli di tono reazionati

Alcuni tra i più comuni circuiti audio che richiedono stabilità a guadagno uno sono i controlli di tono attivi. Particolari completi di progetto sono dati nel paragrafo 2.1.4.
Un esempio di controllo di tono BAXANDALL modificato, che utilizza un LM 387, è presentato in fig. 2.14.10 e dovrebbe essere studiato come un'applicazione dei metodi di stabilizzazione studiati nel paragrafo 2.8.4.

2.9 PREAMPLIFICATORE DOPPIO A BASSO RUMORE LM 382 CON MATRICE DI RESISTENZE

2.9.1 Introduzione

Il LM 382 è un preamplificatore doppio che ripete la circuiteria del LM 381 a basso rumore, ma con l'aggiunta di una matrice interna di resistenze.
La matrice di resistenze permette all'utilizzatore di scegliere tra una varietà di possibili guadagni ad anello chiuso e di risposte in frequenza, (banda piatta; equalizzazione NAB per nastro o RIAA per giradischi).
Il LM 382 possiede tutte le caratteristiche del LM 381 con 2 eccezioni: nessuna possibilità di polarizzazione ad ingresso singolo e nessun piedino esterno per aggiungere un condensatore di compensazione.
Le resistenze interne provvedono automaticamente alla polarizzazione dell'ingresso invertente cosicchè non sono necessarie resistenze esterne e l'uso del LM 382 implica un minimo quantitativo di componenti.
In origine studiato per il mercato di registratori a nastro per auto con una alimentazione nominale di + 12 V, l'uscita si allinea da sola a + 6 V (indipendentemente dalla tensione di alimentazione, ma questo può non verificarsi, come verrà più avanti discusso).
Uno schema del LM 383 con relativa matrice di resistenze è dato in fig. 2.9.1.

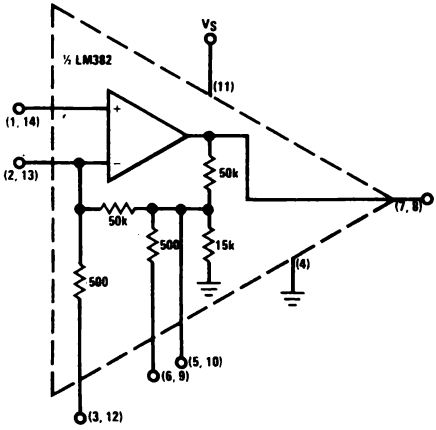


FIGURA 2.9.1 Matrice di resistenze del LM382

2.9.2 Amplificatore AC non invertente

La configurazione del LM 382 a guadagno prefissato e risposta piatta (fig. 2.9.2) mostra che con solo 2 o 3 condensatori si può realizzare un preamplificatore a basso rumore e alto guadagno.
Per comprendere come siano calcolati i guadagni di fig. 2.9.2, è necessario ridisegnare ogni caso con i condensatori cortocircuitati e includere solo la porzione di rete resistiva della dig. 2.9.1 utilizzata.

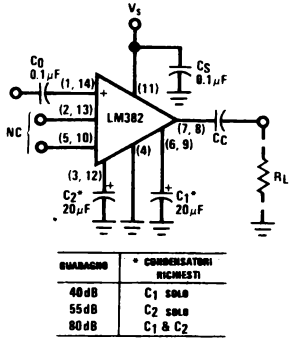


FIGURA 2.9.2 LM382 come amplificatore non invertente a guadagno fissato e risposta piatta

La configurazione con 40 dB di guadagno (solo C_1 presente) è presentata in fig. 2.9.3.
Poichè le correnti di bias sono piccole e possono essere trascurate nel calcolo del guadagno, la resistenza da 50 K non influisce sul guadagno.
Perciò il guadagno è dato da:

$$A_{V1} = 1 + \frac{50\ k}{500} = 101 \approx 40\ dB$$

Con solo C_2, il circuito ridisegnato appare come in fig. 2.9.4.
Poichè la rete di reazione è connessa a stella è più semplice realizzare una trasformazione stella - triangolo (Appendice A3) al fine di trovare la resistenza reale di reazione utile per il calcolo del guadagno.
Una trasformazione completa produce 3 resistenze equivalenti, due delle quali possono essere trascurate, quelle che collegano a terra i capi della resistenza da 50 kΩ. Una funziona come carico sull'amplificatore e non influisce

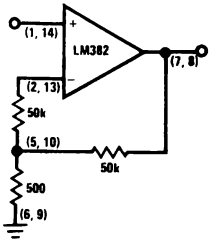


FIGURA 2.9.3 Circuito equivalente per un guadagno di 40 dB (solo C_1)

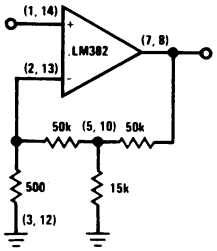


FIGURA 2.9.4 Circuito equivalente per un guadagno di 55 dB (solo C_2)

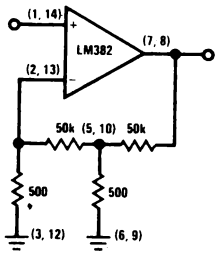


FIGURA 2.9.5 Circuito equivalente per un guadagno di 80 dB (C_1 e C_2)

sui calcoli del guadagno, l'altra invece è in parallelo con 500 Ω ed è abbastanza grande da non dare effetti.
La resistenza (trasformata) restante collega direttamente l'uscita all'ingresso ed è la resistenza equivalente di reazione R_f.
Il suo valore si trova essere:

$$R_f\ (\text{equivalente}) = 50\ k + 50\ k + \frac{(50\ k)^2}{15\ k} = 267\ k$$

Il guadagno è ora semplicemente:

$$A_{V2} = 1 + \frac{267\ k}{500} = 535 \approx 55\ dB$$

L'aggiunta di C_1 e C_2 dà il circuito equivalente della fig. 2.9.5.
Trattando la fig. 2.9.5 in modo analogo a quello usato per la fig. 2.9.4, si calcola una resistenza equivalente di reazione.

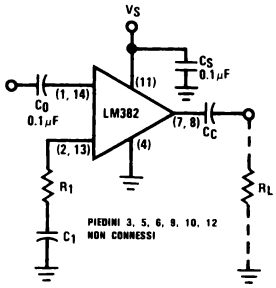
$$R_f\ (\text{equivalente}) = 50\ k + 50\ k \frac{(50\ k)^2}{500} = 5{,}1\ Meg$$

Perciò il guadagno vale:

$$A_{V12} = 1 + \frac{5{,}1\ Meg}{500} = 10201 \approx 80\ dB$$

2.9.3 Guadagno regolabile nella configurazione non invertente

Come si può dedurre dalle precedenti righe, la matrice di resistenze rende possibili molte combinazioni.
Aggiungendo resistenze in serie con i condensatori diventa possibile variare il guadagno.



$$\text{GUADAGNO} = 1 + \frac{267k}{R_1}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_1}$$

f_0 = FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

FIGURA 2.9.6 Amplificatore non invertente con guadagno regolabile

Bisogna fare attenzione nel raggiungere bassi valori di guadagno (< 20dB) poichè il LM 382 non è stabile a guadagno unitario e non è bene che lavori al di sotto di 20 dB. (Per applicazioni del tutto particolari è possibile un guadagno unitario. Si veda più avanti).
Un circuito generale che permette la regolazione del guadagno attraverso un solo condensatore è presentato in fig. 2.9.6.
Con riferimento alla fig. 2.9.1 si vede che la combinazione $R_1 C_1$ è usata al posto della resistenza interna da 500Ω e che i piedini restanti vengono lasciati sconnessi.
La resistenza equivalente della rete di reazione a stella 50 K, 50 K, 15 K è stata già trovata essere uguale a 267 kΩ cosicchè il guadagno vale, secondo l'equazione (2.9.1):

$$\text{Guadagno} = 1 + \frac{267\ k}{R_1}$$

Mentre C_1 viene trovato secondo l'equazione (2.9.2)

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_o R_1}$$

in cui f_o = frequenza di taglio inferiore.

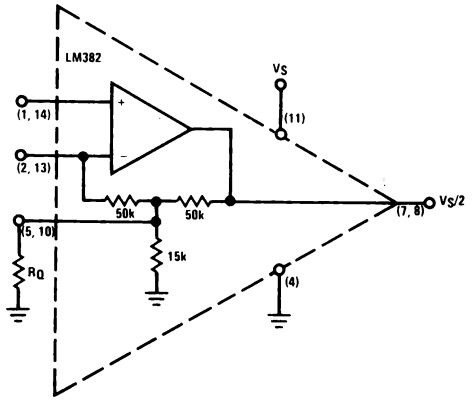


FIGURA 2.9.7 Resistenza per l'annullamento della polarizzazione interna

2.9.4 Annullamento della polarizzazione interna

Come già detto nell'introduzione, è possibile eliminare la resistenza interna di polarizzazione che porta il punto di riposo dell'uscita a + 6 V indipendentemente dalla tensione applicata.
Questo può essere realizzato aggiungendo una resistenza al piedino 5 (o 10) che si mette in parallelo con la resistenza interna 15 kΩ e ne annulla gli effetti (fig. 2.9.7).
Poichè l'ingresso positivo è internamente portato al potenziale + 1,3 V (si veda la descrizione circuitale del LM 381) è necessario che il potenziale DC all'ingresso negativo sia anch'esso + 1,3 V.
Essendo piccola la corrente di bias (0,5μA) si può trascurare la caduta di tensione sulla resistenza da 50 K, il che mostra che ci sono 1,3 V su R_Q.
La corrente corrispondente a questa caduta di potenziale su R_Q è presa dallo stadio d'uscita, passa attraverso la resistenza da 50 K e R_Q fino a terra.
La conseguente caduta di tensione sulla resistenza da 50 K si aggiunge a 1,3 V e determina il livello DC d'uscita.
In forma matematica:

$$\frac{V_S}{2} = \left(\frac{50\ k}{RX}\right) 1{,}3\ V + 1{,}3\ V \qquad (2.9.3)$$

in cui $RX = R_Q || 15\ k$.
Dall'equazione (2.9.3) si ottengono le relazioni per RX e R_Q:

$$RX = \frac{50\ k}{\frac{V_S}{2{,}6} - 1} \qquad (2.9.4)$$

$$RQ = \frac{RX\ (15\ k)}{15\ k - RX} \qquad (2.9.5)$$

Esempio 2.9.1

Scegliere RQ affinché l'uscita di un LM 382 si porti a 12 V_{DC} con una alimentazione di V_S = = 24 V_{DC}.

Soluzione

1. Si calcola RX secondo l'equazione (2.9.4)

$$RX = \frac{50 \times 10^3}{\frac{24}{2{,}6} - 1} = 6075\ \Omega$$

2. Si calcola RQ dall'equazione (2.9.5)

$$RQ = \frac{(6075)\ (15 \times 10^3)}{(15 \times 10^3) - 6075} = 10210\ \Omega$$

E si pone RQ = 10 kΩ.
Poiché RQ è in parallelo con la resistenza da 15 k il guadagno AC dovuto all'aggiunta del condensatore C_1 o C_2 (o entrambi) (come risulta in fig. 2.9.2) ne risulta modificato.
Le nuove equazioni del guadagno diventano una funzione di RQ e sono date con riferimento alla fig. 2.9.8 nelle relazioni 2.9.6, 7, 8.

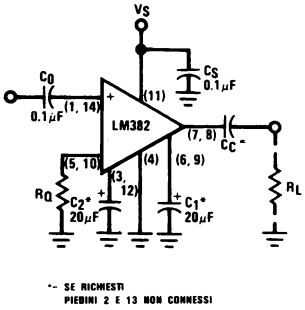


FIGURA 2.9.8 Amplificatore con guadagno fisso con annullamento della polarizzazione interna

Solo C_1: Guadagno $\approx 1 + \dfrac{50\ k}{RQ||500}$ (2.9.6)

Solo C_2: Guadagno $= 201 + \dfrac{5 \times 10^6}{RX}$ (2.9.7)

C_1 e C_2: Guadagno $\approx 201 + \dfrac{5 \times 10^6}{RQ||500}$ (2.9.8)

In cui RX e RQ sono dati dalle equazioni (2.9.4) e (2.9.5).
Continuando l'esempio precedente per trovare l'effetto di RQ sul guadagno, si ha:

3. Solo C_1: Guadagno $= 1 + \dfrac{50\ k}{10\ k||500} = 53{,}6$ dB
4. Solo C_2: Guadagno $= 201 + \dfrac{5 \times 10^6}{6075} = 60{,}2$ dB
5. C_1 e C_2: Guadagno $= 201 + \dfrac{5 \times 10^6}{10\ k||500} = 80{,}6$ dB

2.9.5 Amplificatore invertente AC

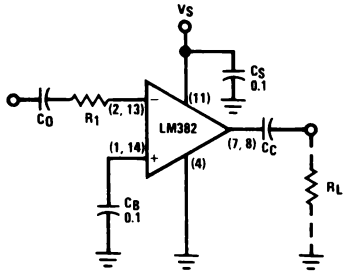
Un esame della matrice di resistenze (fig. 2.9.1) mostra che con una sola resistenza può essere realizzato un amplificatore invertente AC (figura 2.9.9).
Per calcolare il guadagno si calcola la resistenza equivalente di reazione (fig. 2.9.9). Un guadagno maggiore è possibile (pur mantenendo una grande resistenza d'ingresso R_I) con l'aggiunta di un condensatore (fig. 2.9.10).
Anche nel caso di amplificatore invertente può essere applicata la tecnica dell'annullamento della polarizzazione interna già discussa per il caso non invertente.
Il valore richiesto di R_Q si calcola dalle equazioni (2.9.4) e (2.9.5) e influenza le relazioni di guadagno date nelle fig. 2.9.9 e 2.9.10.
Le nuove equazioni del guadagno sono:
senza C_1: Guadagno =

$$= \left(-\frac{1}{R_1}\right)\left(10^5 + \frac{2{,}5 \times 10^9}{RQ||15\ k}\right) \qquad (2.9.9)$$

con C_1: Guadagno =

$$\left(-\frac{1}{R_1}\right)\left(10^5 + \frac{2{,}5 \times 10^9}{RQ||500}\right) \qquad (2.9.10)$$

e il circuito corrispondente è mostrato in figura 2.9.11.



GUADAGNO $= -\dfrac{267k}{R_1}$ (≥ 20dB PER LA STABILITÀ)

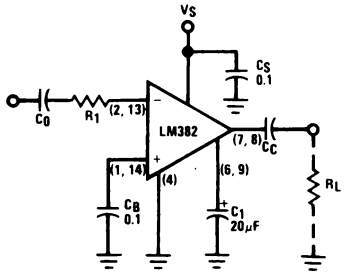
$C_0 = \dfrac{1}{2\pi f_0 R_1}$

f_0 = FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

IMPEDENZA D'INGRESSO = R_1

PIEDINI 3, 5, 6, 9, 10, 12 NON UTILIZZATI

FIGURA 2.9.9 Il LM382 utilizzato come amplificatore invertente



GUADAGNO $= -\dfrac{5.1 \times 10^6}{R_1}$

$C_0 = \dfrac{1}{2\pi f_0 R_1}$

f_0 = FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

IMPEDENZA D'INGRESSO = R_1

PIEDINI 3, 5, 10, 12 NON UTILIZZATI

FIGURA 2.9.10 Amplificatore invertente AC ad ad alto guadagno

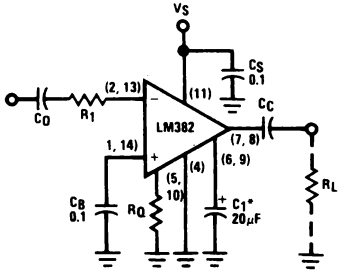


FIGURA 2.9.11 Amplificatore invertente con annullamento della polarizzazione interna

Esempio 2.9.2

Si progetti un amplificatore invertente che lavori da un'alimentazione $V_S = 24\ V_{DC}$ con un punto di lavoro all'uscita di 12 V_{DC}, guadagno 40 dB, impedenza d'ingresso maggiore 10 kΩ, risposta in frequenza piatta fino a 20 Hz e un'impedenza di carico di 100 kΩ.

1. Dall'esempio precedente $R_Q = 10\ k\Omega$.
2. Si aggiunge C_2 per l'alto guadagno e l'impedenza d'ingresso.
3. Si calcola R_1 dall'equazione (2.9.10)

$$R_1 = \left(\frac{1}{\text{Gain}}\right)\left(10^5 + \frac{2{,}5 \times 10^9}{RQ||500}\right)$$

$$R_1 = \left(\frac{1}{10^2}\right)\left(10^5 + \frac{2{,}5 \times 10^9}{10k||500}\right)$$ (Nota: (40 dB = 10^2 V/V)

$R_1 = 5{,}35 \times 10^4$

Si prenda $R_1 = 56\ k\Omega$

4. Si calcola C_o dall'equazione in fig. 2.9.9.

$$C_o = \frac{1}{2\pi f_o R_1} = \frac{1}{(2\pi)\ (20)\ (56\ k)}\ 1{,}42 \times 10^{-7}$$

Si prenda $C_o = 0{,}15\ \mu F$

5. Si calcola C_C dall'equazione (2.6.12)

$$C_C = \frac{1}{2\pi f_o R_1} = \frac{1}{(2\pi)\ (20)\ (10^5)}\ 7{,}96 \times 10^{-8}$$

Si prenda $C_C = 0{,}1\ \mu F$.

In fig. 2.9.12 è mostrato l'amplificatore completo.

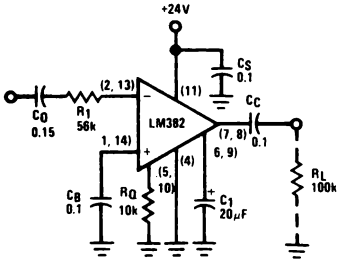


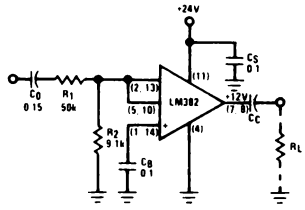
FIGURA 2.9.12 Amplificatore invertente con guadagno = 40 dB e V_S = + 24 V

2.9.6 Amplificatore invertente a guadagno unitario

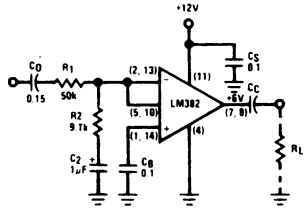
Riferendoci ancora alla fig. 2.9.1, si può vedere che cortorcuitando il piedino 2 (o· 13) col 5 (o 10), la rete di reazione si riduce a una sola resistenza da 50 kΩ connessa all'uscita all'ingresso invertente, con una resistenza di polarizzazione da 15 kΩ dall'ingresso invertente a terra. Per avere un guadagno unitario si collega con una resistenza di 50 kΩ all'ingresso negativo. Semplice: però l'amplificatore non è stabile.

Poiché la resistenza da 15 k si comporta come un partitore di tensione per l'ingresso, il guadagno dell'amplificatore (dal piedino 7 al 2) è solo 50 k diviso 15 k, ovvero 3,33 V/V.

Il guadagno minimo richiesto per la stabilità è di 10 V/V, cosicchè diventa necessario mettere



(a) Alimentazione = 24 V



(b) Alimentazione = 12 V

FIGURA 2.9.13 Amplificatore invertente a guadagno unitario

una nuova resistenza in parallelo con quella da 15 k, in modo che la combinazione dia 5 kΩ.

Questo si può realizzare AC o DC, a seconda della tensione di alimentazione.

Se fatto DC (collegato il 2, o il 13, direttamente a terra) allora si ha R_Q (fig. 2.9.7) e viene influenzato il livello DC dell'uscita.

Mettendo un condensatore in serie con tale resistenza, essa diventa efficace solo AC e non modifica il livello DC dell'uscita.

La resistenza richiesta è uguale a 9,1 kΩ che è abbastanza vicino al valore di R_Q richiesto per V_S = 24 V. In fig. 2.9.13 sono dati 2 esempi di amplificatore a guadagno unitario che dovrebbero servire per la maggior parte delle applicazioni.

2.9.7 Note

I precedenti suggerimenti di applicazioni non pretendono di coprire tutte le esigenze, ma sono piuttosto dati in aiuto agli utilizzatori del LM 382 affinchè prendano confidenza con le sue numerose possibilità.

Una volta che sia stata compresa, la matrice di resistenza permette molte configurazioni solo poche delle quali sono state descritte in queste righe.

2.10 PREAMPLIFICATORE STEREO LM 1303

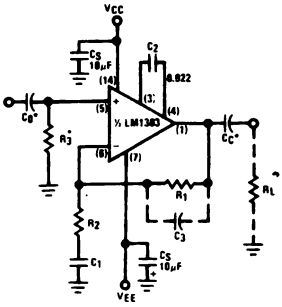
2.10.1 Introduzione

Il LM 1303 è un preamplificatore doppio, disegnato per lavorare con sdoppiamento di alimenlazioni da ± 4,5 V fiino a ± 15 V. Ha ingressi tipo amp. op. permettendo così grandi segnali d'ingresso con bassa distorsione.

Il comportamento a larga banda del rumore è superiore a quello di amplificatori tradizionali, tipicamente 0,9 V_{RMS} per una banda di 10 kHz.
La compensazione viene realizzata esternamente, numerose essendo le configurazioni possibili, poichè per ogni am. sono portati fuori 3 punti di compensazione.
Il LM 1303 è compatibile nella piedinatura con il tipo 739, preamplificatore doppio di cui, per alcune applicazioni è il diretto sostituto.

2.10.2 Amplificatore non invertente AC

Il LM 1303 usato come amplificatore non invertente (fig. 2.10.1) con sdoppiamento di alimentazione permette progetti economici direttamente accoppiati se i livelli DC tra gli stadi vengono tenuti a zero V.



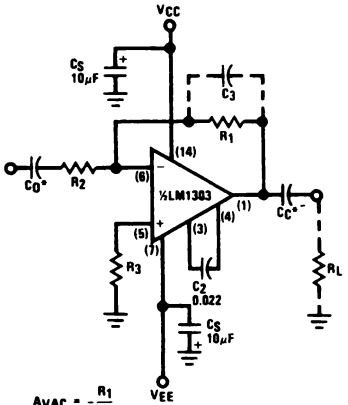
$$A_{VAC} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2}$$

f_0 = FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

* - POSSONO ESSERE TRALASCIATI IN PROGETTI ACCOPPIATI IN CONTINUA

FIGURA 2.10.1 Amplificatore non invertente AC LM1303



$$A_{VAC} = -\frac{R_1}{R_2}$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2}$$

f_0 = FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

* - POSSONO ESSERE TRALASCIATI IN PROGETTI ACCOPPIATI IN CONTINUA

FIGURA 2.10.2 Amplificatore invertente AC LM1303

In fig. sono riportati le equazioni relative a C_1 e al guadagno.
La resistenza R_3 è resa uguale a R_1 e fornisce la corrente DC di bias all'ingresso positivo.
Il condensatore di compensazione C_2 vale 0,022 μF e garantisce una stabilità a guadagno unitario con uno slew rate di circa 1 V/μs.
Maggiori slew rate sono possibili quando si usano guadagni maggiori ottenuti riducendo C_2 in modo proporzionale al guadagno (p. es. con un guadagno di 10, C_2 può valere 0,0022 μF, aumentando le slew rate a circa 10 V/μs).
Alcune disposizioni circuitali possono imporre l'aggiunta di C_3 per una migliore stabilità tale condensatore dovrebbe essere preso secondo l'equazione (2.10.1) in cui f_H è la frequenza superiore di taglio 3 dB.

2.10.3 Amplificatore AC invertente

Per amplificazioni che richiedono una configurazione invertente, ci si riferisce alla fig. 2.10.2.
Per i condensatori C_2 e C_3 valgono le considerazioni già date per il caso invertente.
La resistenza R_3 è ancora uguale a R_1, minimizzando così gli offset e provvedendo alla corrente di bias.
Come prima sono possibili gli stessi compromessi tra stabilità di guadagno e slew rate.

2.11 PREAMPLIFICATORE FONO ED EQUALIZZAZIONE RIAA

2.11.1 Introduzione

I preamplificatori fono differiscono dagli altri preamplificatori solo nella loro risposta in frequenze che è appositamente studiata per compensare, o equalizzare, le caratteristiche della registrazione.
Se si registrasse un disco con un segnale d'ingresso, di ampiezza prefissata, ma variato in frequenza da 20 Hz a 20 kHz, si otterrebbe la curva di risposta di riproduzione (playback) di fig. 2.11.1.
La fig. 2.11.1 mostra un grafico dell'ampiezza di uscita della testina fono in funzione della frequenza, e rivela una forte alterazione del segnale applicato ad ampiezza costante.
L'equalizzazione del playback corregge questa alterazione e ripristina la risposta in frequenza piatta.
Per comprendere la fig. 2.11.1 è necessario illustrare il processo di registrazione.

2.11.2 Procedimento di registrazione e RIAA

I solchi in un disco stereo sono incisi da una punta tagliente a forma di bulino guidato da 2 sistemi vibranti posti ad angolo retto.
La punta tagliente vibra meccanicamente da un lato all'altro in dipendenza dal segnale applicato allo stilo.
Questo sistema è denominato « taglio laterale » mentre il sistema vecchio era a « taglio verticale ».
Il movimento risultante del solco, avanti e indietro rispetto al centro ideale, è conosciuto come modulazione del solco.

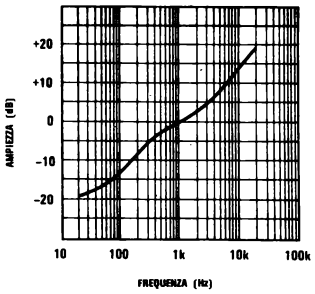


FIGURA 2.11.1 Caratteristica tipica di riproduzione fono per un segnale registrato di ampiezza fissata

L'ampiezza di tale modulazione non può superare una quantità fissa altrimenti si verifica un « cutover » (« cutover » o sovramodulazione indica una invasione di un solco in uno attiguo). Il rapporto tra la massima ampiezza di solco possibile prima del cutover e l'ampiezza minima necessaria per ottenere accettabili caratteristiche segnale-rumore (58 dB tipicamente), determina il range dinamico di una registrazione (tipicamente 32-40 dB).

L'ultimo requisito deriva dalle rugosità della superficie del disco che danno luogo a un generatore di rumore (la puntina tagliente durante la registrazione è scaldata per smussare gli angoli dell'incisione al fine di diminuire il rumore).

È interessante, nel progetto di un dispositivo di preamplificazione fono che le caratteristiche di rumore della registrazione tendano ad essere 10 volte peggiori di quelle del preamplificatore con tipici livelli, a larga banda di 10 μV.

Ampiezza e frequenza caratterizzano un segnale audio. Entrambe devono essere accuratamente memorizzate e rilette per ottenere una riproduzione musicale HF.

L'informazione sulla ampiezza audio passa all'ampiezza della modulazione del solco, mentre la frequenza del segnale audio compare come la velocità di variazione delle modulazioni del solco.

Sembra abbastanza semplice, se così fosse però la fig. 2.11.1 dovrebbe essere una linea orizzon-

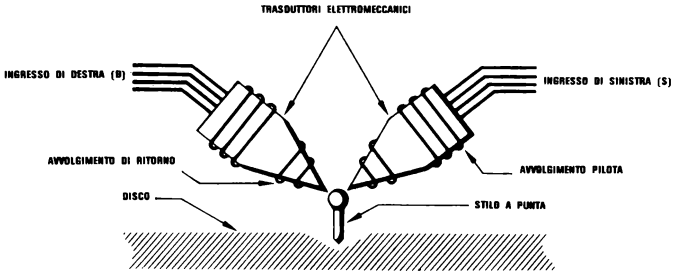


FIGURA 2.11.2 Testina di incisione stereo

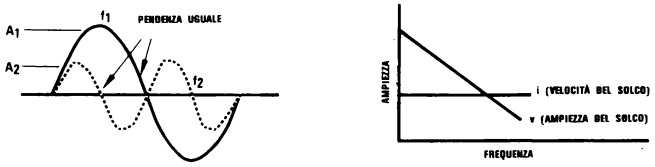


FIGURA 2.112A Registrazione a velocità costante

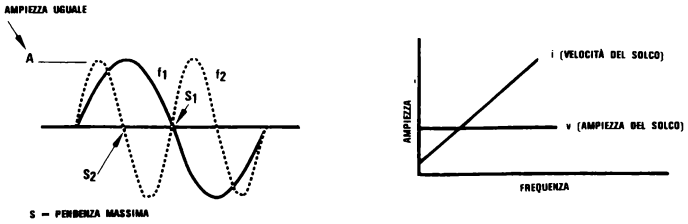


FIGURA 2.11.2B Registrazione ad ampiezza costante

tale diritta centrata su 0 dB, visto che rappresenta un segnale d'ingresso d'ampiezza costante.
Il guaio viene dalla caratteristica della testina tagliente.
Senza gli avvolgimenti di reazione negativa (fig. 2.11.2) la risposta in frequenza della velocità ha un picco di risonanze a 700 Hz, per la sua stessa costruzione. L'aggiunta di avvolgimenti di reazione provoca una uscita di velocità indipendente dalla frequenza, perciò la punta tagliente è un dispositivo a velocità costante (fig. 2.11.2a).
La fig. 2.11.1 è così fatta poichè l'amplific. di taglio è prequalizzato al fine di dare tale curva di registrazione.
Due motivi giustificano tale curva: prima cosa l'attenuazione a bassa frequenza previene il cutover, seconda cosa l'aumento alle alte frequenze migliora il rapporto segnale-rumore.
Non si è però ancora risposto al quesito del perchè tutto ciò è necessario.
Per rispondere, e non è così semplice, è necessario partire dagli avvolgimenti che pilotano la testina di taglio.
Essendo soprattutto induttivi, la loro impedenza è dipendente dalla frequenza.
Se un segnale d'ampiezza fissa posto all'ingresso è convertito in una tensione fissa utile a pilotare gli avvolgimenti (ampiezza costante) si ottiene allora una corrente, ovvero un campo magnetico, e quindi la velocità con cui cambiano le vibrazioni, diventa dipendente dalla frequenza (fig. 2.11.2b).
Se un segnale ad ampiezza fissa si trasforma in una corrente fissa, cioè in un valore fisso di velocità di vibrazione, impiegata per pilotare le spire (velocità costante) allora diventa dipendente dalla frequenza la tensione risultante, ovvero l'ampiezza del taglio (fig. 2.11.2a).
Rispetto alla frequenza, data una certa ampiezza dell'ingresso la testina ha un solo grado di libertà: la velocità di vibrazione (velocità costante = pilotaggio in corrente) o distanza di vibrazione (ampiezza costante = pilotaggio in tensione).
Le denominazioni velocità costante e ampiezza costante possono creare confusione finchè non si capisce che essi si riferiscono solo a segnali d'ingresso ad ampiezze fisse e sono usate solo per descrivere il comportamento della testina in funzione della frequenza.
Un cambiamento del livello d'ingresso porterà quindi a un corrispondente cambiamento dell'ampiezza, nel caso di registrazione a velocità costante, indipendente dalla frequenza.
Per esempio, se un livello d'ingresso di 10 mV comporta un'ampiezza del solco di 0,1 mil (*) in una registrazione ad ampiezza costante e una velocità di 5 cm/s per una registrazione a velocità costante, allora un cambio del livello d'ingresso a 20 mV dovrebbe dare 0,2 mil e 10 cm/sec rispettivamente, indipendentemente dalla frequenza.
Ognuna di queste tecniche, quando usate per pilotare il meccanismo vibrante ha dei problemi di range dinamico.
Le figure 2.11.2a e 2.11.2b mostrano ciascun caso per 2 frequenze separate di un'ottava.
Nella discussione che segue si assume un segnale d'ingresso fisso in ampiezza e si considerano solo gli effetti dei cambiamenti di frequenza sull'apparecchio di taglio.
Una registrazione a velocità costante (fig. 2.11. 2a) mostra due caratteristiche evidenti.
L'ampiezza varia inversamente con la frequenza, e la pendenza massima è costante con la frequenza.
La seconda caratteristica è ideale poichè i pick-up magnetici (i più comuni) sono dispositivi a velocità costante.
Essi sono costituiti da un generatore attivo (p. es., un elemento magnetico) che si muove in un avvolgimento (o viceversa) con l'uscita proporzionale alla velocità di movimento attraverso il campo magnetico ovvero alla velocità del solco.
Tuttavia l'ampiezza variabile crea seri problemi alle frequenze estreme.
Per le dieci ottave che si inseriscono tra 20 Hz e 20 kHz c'è una variazione in ampiezza di 1024 a 1.
Se si prende come punto di riferimento 1 kHz per determinare una modulazione d'ampiezza nominale dello stilo, allora alle basse frequenze le ampiezze sono così grandi che si verifica un cutover.
Alle alte frequenze l'ampiezza diventa invece così piccola che non sono accettabili i rapporti segnale-disturbo, visto che non si hanno per niente spostamenti.
Questo nel caso della velocità costante.
Con riferimento alla fig. 2.11.2b, ci sono due nuove osservazioni rispetto all'ampiezza costante.
L'ampiezza è costante con la frequenza (che corregge la maggior parte dei mali della velocità costante) ma la pendenza massima varia direttamente con la frequenza ovvero la velocità del solco è direttamente proporzionale alla frequenza.
Così è ora la velocità a variare da 1024 a 1 nella banda audio.
Ricordando che le testine magnetiche sono dispositivi a velocità costante, non ad ampiezza costante, l'uscita salirà alla velocità di 6 dB/ottava (6 dB di aumento significano un raddoppio di ampiezza).
L'equalizzazione di tale sistema richiederebbe 60 dB di margine nel preamplificatore, il che non è molto pratico.

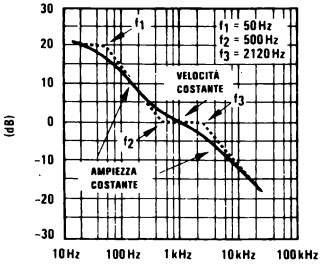


FIGURA 2.11.3 Equalizzazione di riproduzione RIAA

(*) 1 mil = 0,0254 mm.

La soluzione è di cercare di ottenere il meglio da entrambi i sistemi, cioè ottenere una curva modificata ad ampiezza costante tale che nella regione a metà banda si opera a velocità costante.
La curva di equalizzazione della riproduzione secondo le specifiche RIAA (Record Industry Association of America = Associazione americana delle industrie di registrazione) mostra (fig. 2.11.3) il caso ideale disegnato a punti e invece a tratto pieno la sua realizzazione pratica. Si notano tre frequenze che sono punti di riferimento standard nel progetto e che sono dette talvolta costanti di tempo.
Questa denominazione è presa dalla consuetudine di specificare le frequenze di taglio attraverso i circuiti equivalenti RC ($t = R \times C$) che realizzano la risposta.
La conversione è effettuata, semplicemente attraverso l'espressione $t = \frac{1}{2\pi f}$, e porta a costanti di tempo 3180 µs per f_1, 318 µs per f_2 e 75 µs per f_3.
La frequenza f_2 è chiamata di turnover (ribaltamento), poichè è quella a cui il sistema passa dall'essere ad ampiezza costante ad essere a velocità costante. (Analogamente f_3 è un'altra frequenza di turnover).
La tabella 2.11.1 è allegata per comodità nel caso serva a controllare la risposta RIAA di un preamplificatore fono.

TABELLA 2.11.1 Risposte standard RIAA

Hz	dB	Hz	dB
20	+19.3	800	+ 0.7
30	+18.6	1k	0.0*
40	+17.8	1.5k	— 1.4
50	+17.0	2k	— 2.6
60	+16.1	3k	— 4.8
80	+14.5	4k	— 6.6
100	+13.1	5k	— 8.2
150	+10.3	6k	— 9.6
200	+ 8.2	8k	—11.9
300	+ 5.5	10k	—13.7
400	+ 3.8	15k	—17.2
500	+ 2.6	20k	—19.6

* Frequenza di riferimento

2.11.3 Testine ceramiche e di cristallo

Prima di entrare nel dettaglio del progetto di reti di reazione RIAA per cartucce magnetiche fono, è utile dire alcune parole sulle testine di cristallo e ceramiche.
A differenza dei pic-up magnetici che sono a velocità costante, i pick-up ceramici sono ad ampiezza costante e non richiedono perciò equalizzazione, essendo la loro uscita intrinsecamente piatta.
Con riferimento alla fig. 2.11.3 si vede che quest'ultima affermazione non è del tutto vera. Poichè la regione tra f_2 e f_3 è a velocità costante l'uscita di un dispositivo ceramico cade di 12dB tra 500 Hz e 2000 Hz.
Questo, pur sembrandolo, non è in realtà un grosso problema, a motivo della intrinsecamente scarsa risposta in frequenza della ceramica e della sua restrizione ad usi di bassa e media fedeltà.
Poichè i livelli d'uscita sono così grandi (100mV-2V) non è necessario un preamplificatore per i pick-up di ceramica; l'uscita entra direttamente nell'amplificatore di potenza attraverso i controlli di volume e di tono (se usato).

2.11.4 LM 387 o LM 381 come preamplificatori fono

Le cartucce magnetiche hanno un bassissimo livello d'uscita e richiedono dispositivi a basso rumore per l'amplificazione dei segnali senza che si verifichino apprezzabili peggioramenti nel comportamento di rumore del sistema.
Con IC a basso rumore come il LM 387 o 381, diventano principali fonti di rumore la testina e la resistenza di carico, e non più i dispositivi attivi (v. Appendice A5).
In tabella 2.11.2 sono dati tipici livelli d'uscita della testina.
La tensione d'uscita è specificata per una certa velocità di modulazione. Il pick-up magnetico è un dispositivo di velocità, perciò la sua uscita è proporzionale alla velocità. Per esempio una cartuccia che dia 5 mV a 5 cm/s darà 1 mV a 1 cm/s ed ha una sensibilità di 1 mV/cm/s.
Per trasformare la sensibilità in utili informazioni di progetto del preamplificatore abbiamo bisogno di conoscere i limiti della velocità di modulazione, (valore massimo e valore tipico), delle registrazioni stereo.

TABELLA 2.11.2

Marca	Modello	Uscita a 5cm/sec
Empire Scientific	999	5mV
	888	8mV
Shure	V-15	3.5mV
	M91	5mV
Pickering	V-15 AT3	5mV

La caratteristica di registrazione RIAA prevede una velocità massima di registrazione di 25 cm/s nel range 800 Hz-2500 Hz.

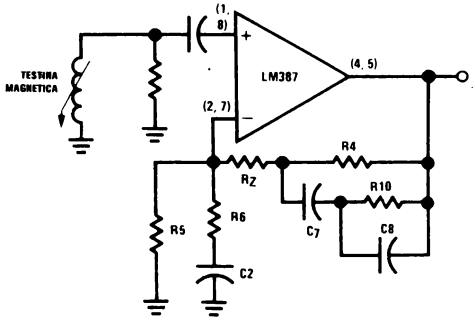


FIGURA 2.11.4 Preamplificatore fono RIAA

Tipicamente si hanno registrazioni di buona qualità a velocità di 3-5 cm/s.
La fig. 2.11.3 mostra la equalizzazione RIAA di playback. Tale risposta è ottenuta attraverso il circuito di fig. 2.11.4
Le resistenze R_4 e R_5 determinano la polarizzazione DC (sezione 2.6).
Il guadagno di riferimento 0 dB è dato dal rapporto:

$$\frac{R_{10} + R_6}{R_6} = 0 \text{ dB Ref Gain}$$

La frequenza di taglio f_1 (fig. 2.11.3) si ha quando $R_4 = X_{C7}$ cioè:

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_1 R_4}$$

Analogamente la frequenza f_2 si ha per $X_{C7} = R_{10}$ ovvero:

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_2 R_{10}}$$

La 3ª frequenza di taglio f_3 si trova quando $X_{C8} = R_{10}$:

$$C_8 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{10}}$$

La resistenza R_Z è usata per aggiungere uno zero nell'anello, dato che il LM 381 non è compensato a guadagno unitario.
R_Z provvede a dare uno zero al guadagno di 20 dB (o più sopra) ($R_Z = 10R_6$) oppure viene fatta una compensazione esterna per la stabilità a guadagno unitario.

Esempio 2.11.1

Si progetti un preamplificatore per giradischi che lavora con alimentazione a 30V, con una testina con 0,5 mV/cm/sec di sensibilità, tale da pilotare un amplificatore di potenza di sovraccarico limite all'ingresso di 5 V_{RMS}.

Soluzione

1. Dall'equazione (2.6.3) si pone $R_5 = 100$ kΩ.
2. Dall'equazione (2.6.4)

$$R_4 = \left(\frac{V_{CC}}{2{,}6} - 1\right) R_5$$

$$= \left(\frac{30}{2{,}6} - 1\right) 10^5$$

$R_4 = 10{,}5 \times 10^5 \approx 1{,}0$ MΩ

3. L'equazione (2.11.2).

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_1 R_4}$$

$$= \frac{1}{6{,}28 \times 50 \times 1{,}0 \times 10^6}$$

$= 3{,}18 \times 10^{-9}$

$C_7 \approx 0{,}003$ μF

4. L'equazione (2.11.3).

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_2 R_{10}}$$

$$R_{10} = \frac{1}{6{,}28 \times 500 \times 3 \times 10^{-9}}$$

$= 1{,}06 \times 10^5$

$R_{10} \approx 100$ kΩ

5. L'uscita massima della testina a 25 cm/s è (0,5 mV/cm/s) x (25 cm/s) = 12,5 mV.
Il guadagno richiesto è perciò di:

$$\frac{5\ V_{RMS}}{12{,}5\ mV_{RMS}} = 400$$

6. L'equazione (2.11.1):

$$0 \text{ dB Ref Gain} = \frac{R_{10}+R_6}{R_6} = 400$$

$$R_6 = \frac{100\ k}{399} = 251 \approx 240\ \Omega$$

$R_Z = 10\ R_6 = 2400\ \Omega$

7. L'equazione (2.6.10):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_6} = \frac{1}{6{,}28 \times 20 \times 240} = 3{,}3 \times 10^{-5}$$

$C_2 = 33$ μF

8. L'equazione (2.11.4):

$$C_8 = \frac{1}{2\pi f_3 R_{10}} = \frac{1}{6{,}28 \times 2120 \times 10 \times 10^4}$$

$= 7{,}51 \times 10^{-10}$

$C_8 \approx 750$ pF

Il progetto completo è presentato in fig. 2.11.5 in cui si è aggiunta all'ingresso una resistenza di 47 kΩ per ottenere un carico standard RIAA alla testina.

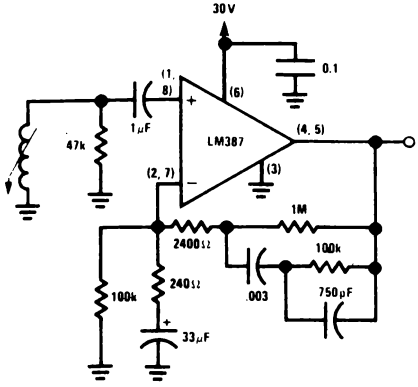


FIGURA 2.11.5 Preamp fono LM387 (RIAA)

Il LM 381 può essere sostituito dal LM 387 nella fig. 2.11.5 facendo le sostituzioni opportune nella piedinatura.

2.11.5 Preamplificatore Fono LM 382

Usando la matrice interna di resistenze è possibile realizzare un preamplificatore fono a basso rumore e con un minimo numero di componenti utilizzando il LM 382 (fig. 2.11.6).
Il circuito è ottimizzato per alimentazioni di 12-

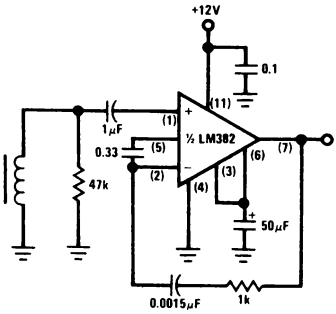


FIGURA 2.11.6 Preamp fono LM382 (RIAA)

14 V. Il guadagno di riferimento 0 dB a metà banda è di 46 dB (200 V/V) e non può essere modificato facilmente.
Per progetti che richiedano diverso guadagno o diversa tensione le parti supplementari richieste rendono più opportuna la scelta di un LM 381 o LM 387.

2.11.6 Preamplificatore Fono LM 1303

Il LM 1303 permette di progettare comodamente un preamplificatore a basso rumore nel caso si lavori ad alimentazioni sdoppiate.
Per tarature o modifiche di guadagno si utilizzano le formule:

$$0\,\text{dB Ref. Gain} = 1 + \frac{R_2}{R_3}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \qquad (2.11.6)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \qquad (2.11.7)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \qquad (2.11.8)$$

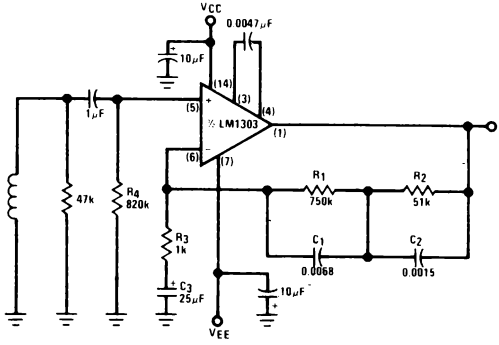


FIGURA 2.11.7 Preamp fono LM1303 (RIAA)

Come mostrato in fig. 2.11.2 il guadagno di riferimento 0 dB (1 kHz) è circa uguale a 34 dB e i valori della reazione sono stati leggermente modificati per rendere minime le interferenze polizeri.

2.11.7 Mini preamplificatore a bassissimo rumore LM 381 A

Aumentando la densità di corrente del 1° stadio del LM 381 A (v. paragrafo 2.7) è possibile ottenere una caratteristica ottimale di rumore per testine magnetiche.
In fig. 2.11.8 è presentato un preamplificatore fono che utilizza tale tecnica, provvisto anche di ingressi per un sintonizzatore (tuner) e per il registratore a nastro (tape), un interruttore di selezione e un controllo unico di volume.
Non sono stati inclusi controlli di tono ma possono essere facilmente aggiunti (v. paragrafo 2.14).
La risposta in frequenza RIAA è ± 0,6 dB entro i valori standard di tabella 2.11.1.
Il guadagno di riferimento 0 dB a 1 kHz è di 41.6 dB (120 V/V), e si ottiene quindi una uscita di 1,5 V_{RMS} per un ingresso di 12,5 mV_{RMS} nominali. Con alimentazione di 33 V_{DC} si ha un margine (range dinamico) migliore di + 25 dB per un tipico ingresso di 5 mV a 1 kHz.
Il limite di sovraccarico dell'ingresso vale 91 mV per frequenze a metà banda.
Il rapporto segnale/rumore è migliore di — 85 dB riferito a 10 mV di livello d'ingresso, con un rumore totale d'uscita minore di 100 μV (ingresso cortocircuitato). Resistenze a film di metallo e condensatori a bassa tolleranza si rendono opportuni per minimizzare il rumore in eccesso (paragrafo 2.3.2) e mantenere la precisione in frequenza RIAA.

2.11.8 Generatore di risposta inversa RIAA

Una utile scatoletta per collaudo che serve avere sotto mano durante il progetto e la costruzione di preamplificatori fono è quella che dà l'opposto della caratteristica di riproduzione ovvero una caratteristica inversa (o di registrazione) RIAA.
Il circuito di fig. 2.11.9 è ottenuto aggiungendo un filtro passivo all'uscita di un LM 387 usato come un blocco a risposta piatta e guadagno regolabile.
Il guadagno può essere regolato su un range da 24 dB a 60 dB, ed è posto in accordo con il guadagno di riferimento a 0 dB (1 kHz) del preamplificatore fono sotto test.
Per esempio supponiamo di avere un preamplificatore da collaudare di + 34 dB di guadagno a 1 kHz.
Si connette un generatore da 1 kHz all'ingresso di fig. 2.11.9. Il filtro passivo ha una perdita di — 40 dB a 1 kHz che è corretta dal guadagno del LM 387, se è così richiesto di passare da un livello di 10 mV in ingresso al generatore a un'uscita di 1 V a 1 kHz, allora il guadagno del LM 387 viene posto a + 46 dB (+ 46 dB — 40 dB + 34 dB = × 100; 10 mV × 100 = 1 V).

FIGURE 2.11.8 LM381A Ultra-Low Noise Mini Preamp. (RIAA)

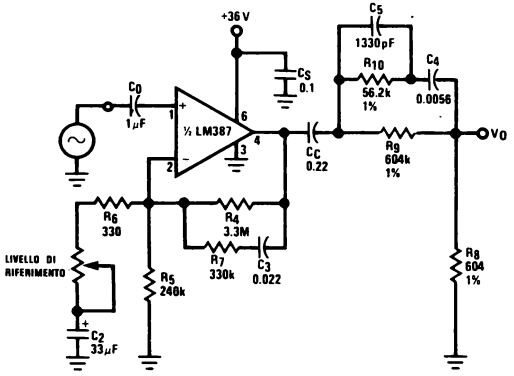


FIGURA 2.11.9 Generatore di risposta inversa RIAA

Le frequenze di taglio del filtro sono determinate dalle equazioni:

$$f_1 = 50\ \text{Hz} = \frac{1}{2\pi R_9 C_4} \qquad (2.11.9)$$

$$f_2 = 500\ \text{Hz} = \frac{1}{2\pi R_{10} C_4} \qquad (2.11.10)$$

$$f_3 = 2120\ \text{Hz} = \frac{1}{2\pi R_{10} C_5} \qquad (2.11.11)$$

La rete R_7 — C_3 è necessaria per ridurre la quantità di reazione AC ed è efficace per frequenze superiori a 20 Hz.
Con i valori presentati, la curva inversa RIAA cade entro 0,75 dB della tabella 2.11.1.

2.12 PREAMPLIFICATORE PER REGISTRATORI A NASTRO ED EQUALIZZAZIONE NAB

2.12.1 Introduzione

I preamplificatori di riproduzione per registratori a nastro richiedono speciali reti di formazione delle frequenze inserite nella reazione al fine di equalizzare (ovvero correggere) il segnale proveniente dalla testina.
Il nastro magnetico è registrato a corrente costante (ovvero è costante la corrente per tutte le frequenze) e la testina di registrazione è soprattutto induttiva.
L'impedenza della testina perciò aumenta con una velocità di 6 dB per ottava portando a un corrispondente aumento della tensione d'uscita. Così il segnale portato al preamplificatore di riproduzione non ha una risposta piatta in frequenza ma presenta piuttosto un livello costantemente crescente al crescere della frequenza. (fig. 2.12.1).
Alle alte frequenze la fig. 2.12.1 mostra un improvviso mutamento della risposta che porta a una veloce diminuzione della ampiezza per frequenze crescenti.
Numerose sono le cause che stanno alla base di questo fenomeno, sono tutte differenti e tra loro incorrelate, ma tutte portano un contributo alla perdita di risposta alle alte frequenze.
La prima area di peggioramento è dovuta agli effetti della diminuzione di lunghezza d'onda per frequenze sempre più alte.
Si presentano due importanti fattori quando ci sono da minimizzare problemi di lunghezza d'onda: la velocità di registrazione (fig. 2.12.2) e il gap (larghezza) del traferro della testina (fig. 2.12.3).
Di questi il primo problema consiste nel fatto che all'aumento della velocità di passaggio del nastro sotto la testina aumenta anche il materiale magnetico (di solito ossido di ferro depositato su un supporto di nastro plastico) disponibile a catturare il campo magnetico rapidamente variabile.
Con un nastro in moto lento si raggiunge un punto in cui non c'è più abbastanza ferro da magnetizzare.
Il secondo fattore consiste nel fatto che quando la larghezza della fessura in una testina di riproduzione uguaglia la lunghezza d'onda registrata, non si verifica uscita del segnale poichè gli spigoli della fessura sono allo stesso potenziale magnetico.
Un'altra area di forti perdite alle alte frequenze è collegata più con la struttura del nastro stesso che con la dinamica della registrazione.
E' questo il problema fondamentale della saturazione magnetica, ovvero, all'aumentare in intensità delle variazioni magnetiche si raggiunge un punto in cui il nastro comincia a saturare e si verifica quindi una brusca caduta nel livello.
Il nome commerciale che descrive tale effetto è autosmagnetizzazione e si riferisce al fatto che il materiale registrato consiste di strisce magnetiche poste una di seguito all'altra.
Quanto più è alta la frequenza quante più sono

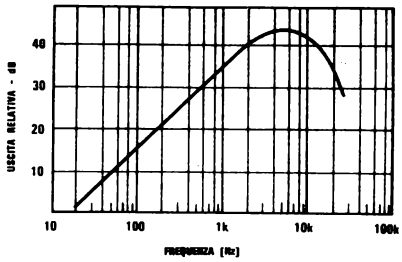


FIGURA 2.12.1 Tipica risposta della testina di riproduzione da nastro

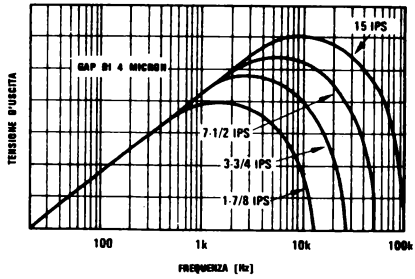


FIGURA 2.12.2 Effetto della velocità del nastro sulla risposta

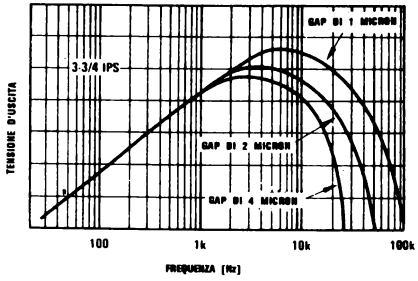


FIGURA 2.12.3 Effetto del Gap della testina (fessura) sulla risposta

le strisce magnetiche di registrazione per un nastro, cosicchè queste tendono a diventare sempre più strette.
Al diminuire della loro larghezza reale si verifica sempre più una cancellazione magnetica dovuta alla vicinanza di poli nord-sud, da cui la autosmagnetizzazione.
In parole povere quanto è maggiore la frequenza tanto è più debole il segnale (campo) registrato.
Ancora un altro effetto negativo risulta dall'uso delle correnti di bias. Una corrente di bias ad alta frequenza (tipicamente 70 kHz) è usata nella registrazione del segnale audio per aiutare la correzione delle non linearità intrinseche del materiale magnetico, migliorando così la distorsione e il rapporto segnale/rumore.
Viene usata anche in apparecchi di alta qualità (a livelli di circa 20 dB più alti) per pilotare la testina di cancellazione.
Si verifica il problema che un effetto collaterale

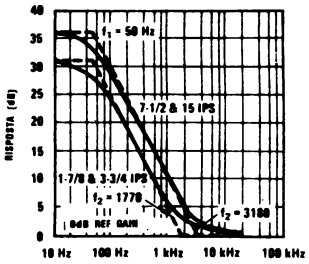


FIGURA 2.12.4 Caratteristica di equalizzazione NAB

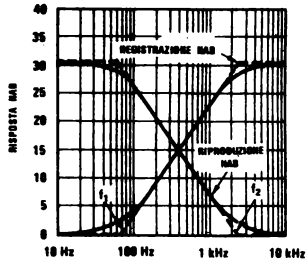


FIGURA 2.12.5 Equalizzazione NAB di registrazione e riproduzione

di queste correnti di bias in registrazione è la cancellazione alle alte frequenze.
Il termine tecnico è BIAS ERASURE (cancellazione da polarizzazione). E' maggiormente avvertibile alle alte frequenze poichè allora la registrazione è più debole e quindi più suscettibile di essere cancellata.
Dei parecchi fattori che contribuiscono all'inversione di comportamento alle alte frequenze sono particolarmente critici la autosmagnetizzazione e la cancellazione da bias.
Questo rende difficile una equalizzazione completa, poichè in ultima analisi sono la qualità del nastro e la corretta taratura che danno una risposta piatta.
Tuttavia esistono delle norme standard, denominate equalizzazione NAB (National Association of Broadcasters = Associazione nazionale radio) che è riportata in figura 2.12.4.
Sono riportate le quattro velocità di nastro più usate con le corrispondenti frequenze significative nel progetto.

2.12.2 Preamplificatori per registrazione su nastro LM 381 o LM 387

Durante la registrazione, la risposta in frequenza è il complemento della equalizzazione di riproduzione NAB, per rendere così piatta la composizione della risposta di playback e della registrazione.
La fig. 2.12.5 mostra la caratteristica di registrazione sovrapposta alla risposta di riproduzione NAB.
La caratteristica di registrazione NAB è la somma della risposta della testina di registrazione e della risposta dell'equalizzazione dell'amplificatore di registrazione.
Il progetto di amplificatori di registrazione richiede quindi una accurata conoscenza della risposta in frequenza della testina di registrazione.
La differenza tra la risposta della testina e la curva di registrazione NAB determina la forma dell'equalizzazione richiesta all'amplificatore.
La curva A di fig. 2.12.6 mostra le caratteristiche di risposta di una testina con nucleo a lamine, a un quarto di traccia.
La curva B mostra la risposta di un preamplificatore richiesta perchè la composizione A + B porti alla caratteristica di registrazione NAB.
Tale risposta è ottenuta con il circuito di fig. 2.12.7. Le resistenze R_4 e R_5 servono ancora alla

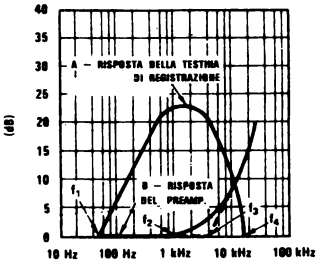


FIGURA 2.12.6 Risposta della testina di registrazione e del Preamp per una equalizzazione NAB

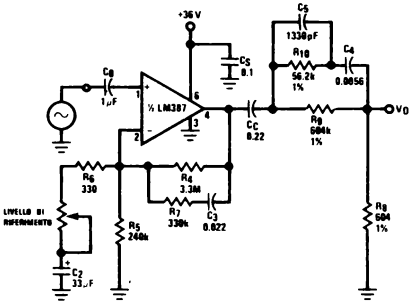


FIGURA 2.11.9 Generatore di risposta inversa RIAA

polarizzazione DC (v. paragrafo 2.6).
La resistenza R_6 e il condensatore C_2 determinano il guadagno a metà banda, come già visto (paragrafo 2.6).
Il condensatore impone la frequenza di taglio f_3 (fig. 2.12.6).

$$f_3 = \frac{1}{2\pi C_5 R_6} \qquad (2.12.1)$$

Il guadagno del preamplificatore aumenta di 6 dB/ottava al di sopra di f_3 finché $R_8 = X_{C5}$:

$$R_8 = \frac{1}{2\pi f_4 C_5} \qquad (2.12.2)$$

in cui f_4 = frequenza superiore di taglio richiesta.
La resistenza R_9 è scelta per dare la corrente alla testina di registrazione.

$$R_9 = \frac{V_o}{i\ (\text{testina di registr.})}$$

L_1 e C_6 formano un circuito risonante parallelo che presenta un'alta impedenza alla frequenza di bias di registrazione e previene la distorsione da intermodulazione.

Esempio 2.12.1

Un registratore con una alimentazione di 24 V utilizza testine di registrazione che richiedono 30 μA di corrente AC di pilotaggio.
Viene utilizzato un microfono con 10 mV di uscita di picco.
Si desidera un ingresso single ended per le migliori prestazioni di rumore.

Soluzione:

1. Dall'equazione (2.6.5) si pone $R_5 = 1200\ \Omega$.
2. L'equazione (2.6.6):

$$R_4 = \left(\frac{V_{CC}}{1{,}3} - 1\right) R_5$$

$$R_4 = \left(\frac{24}{1{,}3} - 1\right) 1200$$

$$R_4 = 2{,}09 \times 10^4 \approx 22\ k\Omega$$

3. L'uscita massima del LM 381 è data da: $(V_{CC} - 2\ V)_{p\text{-}p}$.
Per una alimentazione di 24 V l'uscita massima è 22 $V_{p\text{-}p}$ ovvero 7,8 V_{RMS}. Quindi è ragionevole prevedere un'ampiezza massima in uscita di 6 V_{RMS}.
Dall'equazione (2.13.3):

$$R_9 = \frac{V_o}{i\ (\text{testina di registr.})}$$

$$R_9 = \frac{6\ V}{30\ \mu A} = 200\ k\Omega$$

4. Sia il cutoff alle alte frequenze $f_4 = 16$ kHz (fig. 2.12.6). La risposta in frequenza della testina di registrazione comincia a scendere a circa 4 kHz. Perciò il guadagno del preamplificatore deve aumentare a tale frequenza al fine di ottenere la caratteristica composita corretta.
La pendenza è di 6 dB per ottava per le 2 ottave tra f_3 (4 kHz) e la frequenza di cutoff f_4 (16 kHz).
Perciò il guadagno a metà banda è più basso di 12 dB del guadagno massimo.
Poiché sono permessi 6 V_{RMS} di escursione di uscita il guadagno massimo è 6 V/10 mV=600 ovvero 55,6 dB.
Il guadagno a metà banda vale 43,6 dB ovvero 150.
5. Dall'equazione (2.6.9) il guadagno a metà banda è:

$$\frac{R_4 + R_6}{R_6} = 150$$

$$R_6 = \frac{R_4}{149} = \frac{22 \times 10^3}{149} = 147{,}7$$

$$R_6 \approx 150\ \Omega$$

6. L'equazione (2.6.10):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_6} = \frac{1}{6{,}28 \times 50 \times 150} = 2{,}12 \times 10^{-5}$$

$$C_2 \approx 20\ \mu F$$

7. L'equazione (2.12.1):

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f_3 R_6} = \frac{1}{6{,}28 \times 4 \times 10^3 \times 150}$$

$$= 2{,}66 \times 10^{-7}$$

$$C_5 \approx 0{,}27\ \mu F$$

8. L'equazione (2.12.2).

$$R_8 = \frac{1}{2\pi f_4 f C_5} = \frac{1}{6{,}28 \times 16 \times 10^3 \times 2{,}7 \times 10^{-7}}$$

$$= 36{,}8$$

$$R_8 \approx 33\ \Omega$$

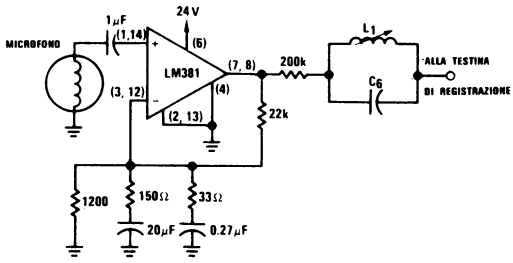


FIGURA 2.12.8 Amplificatore tipico per registratori

2.12.3 Preamplificatore per riproduzione da nastro LM 387 A o LM 381

La risposta NAB è ottenuta con il circuito di fig. 2.12.9 Le resistenze R_4 e R_5 determinano la polarizzazione DC e sono scelte secondo le considerazioni del paragrafo 2.6.
Il guadagno di riferimento del preamplificatore, al di sopra della frequenza di taglio f_2, è determinato dal rapporto:

$$0\ dB\ ref\ GAIN = \frac{R_7 + R_6}{R_6}$$

La frequenza di taglio f_2 (fig. 2.12.4) è determinata dal punto in cui $X_{C4} = R_7$ ed è data da:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_4 R_7} \qquad (2.12.5)$$

La frequenza di taglio f_1 si trova quando $X_{C4} = R_4$:

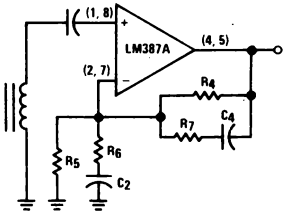


FIGURA 2.12.9 Preamplificatore NAB

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_4 R_4} \qquad (2.12.6)$$

Il punto di caduta 3 dB a bassa frequenza, f_o, si ha quando $X_{C2} = R_6$:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_2 R_6} \qquad (2.12.7)$$

Esempio 2.12.2

Si progetti un preamplificatore equalizzato NAB per un riproduttore a nastro che richiede 0,5 V_{RMS} in uscita da una testina di sensibilità 800 μV a 1 kHz, 3 3/4 IPS (INCH PER SECOND = Pollici al secondo, velocità di scorrimento del nastro).
L'alimentazione è a 24 V e si utilizza la configurazione ad ingresso differenziale.

Soluzione

1. Dall'equazione (3.6.3) si pone $R_5 = 240$ k.
2. L'equazione (2.6.4):

$$R_4 = \left(\frac{V_{CC}}{2{,}6} - 1\right) R_5$$

$$R_4 = \left(\frac{24}{2{,}6} - 1\right) 2{,}4 \times 10^5$$

$R_4 = 1{,}98 \times 16^6 \approx 2{,}2$ MΩ

3. Per una frequenza di taglio f_1 uguale a 50 Hz l'equazione (2.12.6) dà:

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_1 R_4} = \frac{1}{6{,}28 \times 50 \times 2{,}2 \times 10^6}$$

$= 1{,}44 \times 10^{-9} \approx 1500$ pF

4. Dalla figura 2.12.4 la frequenza di taglio $f_2 =$ $= 1770$ Hz a 3 3/4 IPS.
La resistenza R_7 si deduce attraverso l'equazione (2.12.5):

$$R_7 = \frac{1}{2\pi f_2 C_4}$$

$$R_7 = \frac{1}{6{,}28 \times 1770 \times 1{,}5 \times 10^{-9}} = 6 \times 10^4$$

$R_7 \approx 62$ kΩ

5. Il guadagno in tensione richiesto a 1 kHz è:

$$A_V = \frac{0{,}5\ V_{RMS}}{800\ \mu V_{RMS}} = 6{,}25 \times 10^2\ V/V = 56\ dB$$

6. Dalla fig. 2.12.4 vediamo che il guadagno alla frequenza di riferimento, sopra f_2, è 5 dB al di sotto del valore a 1 kHz, ovvero 51 dB (355 V/V).
Dall'equazione (2.12.4):

$$0\ dB\ Ref\ Gain = \frac{R_7 + R_6}{R_6} = 355$$

$$R_6 = \frac{R_7}{355 - 1} = \frac{62\ k}{354} = 175$$

$R_6 \approx 180$ Ω

7. Per il taglio alle basse frequenze $f_o = 40$ Hz, l'equazione (2.12.7) dà:

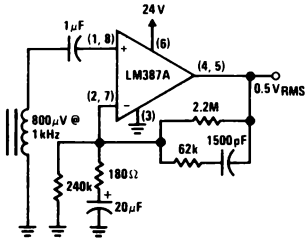
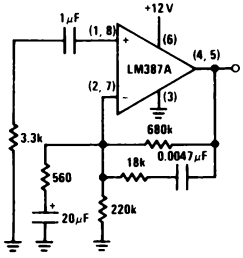


FIGURA 2.12.10 Amplificatore tipico per riproduzione da nastro

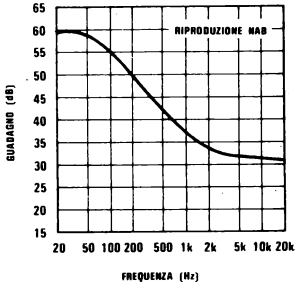
$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_6} = \frac{1}{6{,}28 \times 40 \times 180} = 2{,}21 \times 10^{-5}$$

$C_2 \approx 20$ μF

Un esempio di preamplificatore per riproduzione da nastro LM 387 A progettato per lavorare a 12 V viene riportato in fig. 2.12.11 insieme con la sua risposta di frequenza.



(a) Circuito NAB per registratore



(b) Risposta in Frequenza di un circuito NAB

FIGURA 2.12.11 Preamplificatore LM387 per riproduzione da nastro

2.12.4 Accensione veloce di un preamplificatore NAB per riproduzione da nastro

Il circuito mostrato in fig. 2.12.10 richiede all'incirca 5 secondi per accendersi, con il guadagno e l'alimentazione indicati nell'esempio.
Il tempo di accensione si può approssimare così:

$$t_{ON} \approx -R_4 C_2 \ln\left(1 - \frac{2{,}4}{V_{CC}}\right) \qquad (2.12.8)$$

Come si vede nell'equazione (2.12.8) aumentare la tensione di alimentazione vuol dire diminuire il tempo di accensione.
Col diminuire del guadagno dell'amplificatore diminuisce pure il tempo di accensione attraverso la riduzione del prodotto R_4 C_2.
Quando il tempo di accensione del circuito di fig. 2.12.9 è troppo lungo, lo si può accorciare utiilzzando il circuito di fig. 2.12.12. L'aggiunta della resistenza R_D forma un partitore di tentensione con R_6'.
Tale partitore è scelto in modo tale che si porta su C_2 una tensione DC nulla.
Il parallelo di R_6' e R_D è reso uguale al valore di R_6 trovato attraverso l'equazione (2.12.4).
Nella maggior parte dei casi l'effetto di shunt di R_D è trascurabile e $R_6' \approx R_6$.
Per un ingresso differenziale R_D è dato da:

$$R_D = \frac{(V_{CC} - 1{,}2)\, R_6'}{1{,}2} \qquad (2.12.9)$$

Per un ingresso a un solo terminale:

$$R_D = \frac{(V_{CC} - 0{,}6)\, R_6'}{0{,}6} \qquad (2.12.10)$$

Nelle situazioni in cui si ha un eccessivo ripple dell'alimentazione non si può usare il circuito della fig. 2.12.12 poichè il ripple risulta accoppiato attraverso il partitore all'ingresso del preamplificatore.

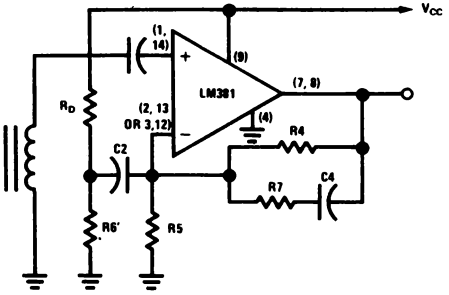


FIGURA 2.12.12 Preamplificatore NAB per registratori con accensione veloce

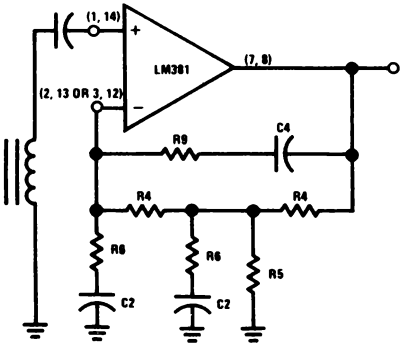


FIGURA 2.12.13 Preamplificatore NAB per registratori con accensione veloce (2 poli)

In questo caso il circuito di fig. 2.12.13 provvede a dare veloci tempi di accensione pur mantenendo la reiezione di 120 dB all'alimentazione.
Il punto di lavoro DC è determinato da R_4/R_5. Tuttavia le equazioni (2.6.3) e (2.6.5) vengono modificate di un fattore 10 per mantenere la stabilità di polarizzazione DC.
Per un ingresso differenziale, l'equazione (2.6.3) risulta così modificata:

$$R_5 = \frac{2\, V_{BE}}{100\, I_{Q2}} = \frac{1{,}2}{50 \times 10^{-6}} \qquad (2.6.3a)$$

$= \text{massimo } 24\ k\Omega$

Per l'ingresso a terminale singolo:

$$R_5 = \frac{V_{BE}}{50\, I_{FB}} = \frac{0{,}6}{50 \times 10^{-6}} \qquad (2.6.5a)$$

$= \text{massimo } 120\ k\Omega$

Le equazioni (2.12.4), (2.12.5) e (2.12.7) descrivono come prima il guadagno alle alte frequenze e le frequenze di taglio f_2 e f_o.
La frequenza f_1 è determinata dal punto in cui X_{C4} è uguale all'impedenza complessiva della rete di R_4, R_6 e C_2 secondo l'equazione (2.12.11).

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_1 R_6 \left[\left(\frac{R_4 + R_6}{R_6} \right)^2 - 1 \right]} \qquad (2.12.11)$$

Il tempo di accensione diventa così:

$$t_{ON} \approx -2 \sqrt{R_4 C_2} \ln \left(1 - \frac{2{,}4}{V_{CC}} \right) \qquad (2.12.12)$$

Esempio 2.12.3

Si progetti un preamplificatore equalizzato NAB con il circuito di accensione veloce di fig. 2.12.13 con le stesse specifiche date nell'esempio 2.12.2.

Soluzione:

1. Sia $R_5 = 24\ k\Omega$ dall'equazione (2.6.3a).
2. L'equazione (2.6.4):

$$R_4 = \left(\frac{V_{CC}}{2{,}6} - 1 \right) R_5$$

$$= \left(\frac{24}{2{,}6} - 1 \right) 24 \times 10^3 = 1{,}98 \times 10^5$$

$R_4 \approx 220\ k\Omega$

3. Dall'equazione (2.12.2) il guadagno alla frequenza di riferimento, al di sopra di f_2, è di 51 dB ovvero 355 V/V.
Secondo l'equazione (2.12.4):

$$\frac{R_7 + R_6}{R_6} = 355$$

4. La frequenza di taglio f_2 è di 1770 Hz per 3 3/4 IPS.
L'equazione:

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_2 R_7}$$

5. La frequenza di taglio f_1 è 50 Hz ed è data dall'equazione (2.12.11).

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_1 R_6 \left[\left(\frac{R_4+R_6}{R_6}\right)^2 - 1\right]}$$

6. La risoluzione contemporanea delle equazioni (2.12.4), (2.12.5) e 2.12.11) dà:

$$R_6 = \frac{R_4\,[f_1 + \sqrt{f_1^2 + f_1 f_2\,(\text{Ref Gain})}]}{f_2\,(\text{Ref Gain})} \qquad (2.12.13)$$

$$R_6 = \frac{2{,}2 \times 10^5\,(50 + \sqrt{2500 + 50 \times 1770 \times 355})}{1770 \times 355}$$

$$= 1{,}98 \times 10^3 \approx 2\ k\Omega$$

7. Dall'equazione (2.12.4):
$R_7 = 354\ R_4 = 708 \times 10^3$
$R_7 \approx 680\ k\Omega$
8. L'equazione (2.12.5):

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_2 R_7} = \frac{1}{6{,}28 \times 1770 \times 680 \times 10^3}$$

$C_4 = 1{,}32 \times 10^{-10} \approx 120$ pF
9. L'equazione (2.12.7):

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o R_6} = \frac{1}{6{,}28 \times 40 \times 2 \times 10^3}$$

$C_2 = 1{,}99 \times 10^{-6} \approx 2\ \mu F$

Questo circuito è riportato in fig. 2.12.14 e ha un tempo di accensione di solo 0,1 sec.

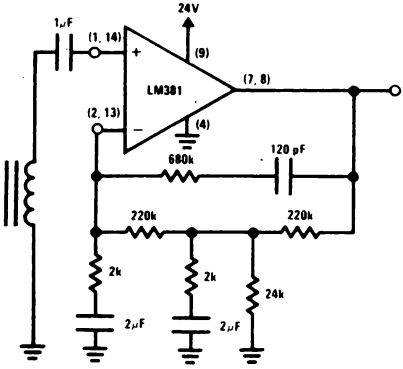


FIGURA 2.12.14

2.12.5 Preamplificatore per riproduzione da nastro a bassissimo rumore LM 381 A

Caratteristiche ottimali di rumore saranno ottenute usando un LM 381 A polarizzato a terminale singolo con una densità di corrente aumentata secondo le indicazioni del paragrafo 2.7.
Un circuito tipico (fig. 2.12.15) è riportato per le comuni velocità dei registratori a nastro $1^7/_8$ e $3^3/_4$ IPS.
Le resistenze a film di metallo sono più indicate per la riduzione del rumore di eccesso.
Il guadagno di riferimento a 0 dB è di 41 dB e dà un livello d'uscita di 200 mV da un'uscita della testina di 1mV a 1 kHz.

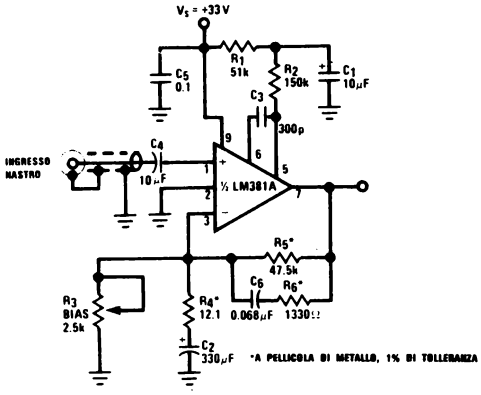


FIGURA 2.12.15 Preamp per registratore a bassissimo rumore LM381A (NAB, 1-7/8 e 3-3/4 IPS)

Si noti che non si è usata la configurazione ad accensione veloce a 2 poli.
Se da una parte potrebbe ancora essere utilizzata, i suoi vantaggi non sono del resto più così evidenti nello schema single ended poichè l'accensione è intrinsecamente più veloce a causa della minor tensione richiesta al piedino 3 (~ 0,5 V invece di ~ 1,2 V per lo schema differenziale).
L'alta alimentazione inoltre rende ancora, come già detto, più veloce l'accensione.
La fig. 2.12.15 riporta il circuito che impiega circa 0,6 secondi per accendersi.

2.12.6 Preamplificatori per riproduzione da nastro LM 382

Con un solo condensatore in aggiunta a quelli che impostano il guadagno è possibile progettare un preamplificatore completo, a basso rumore, per playback da nastro, equalizzato NAB (fig. 2.12.16).
Il circuito è ottimizzato per usi automobilistici cioè con $V_s = 10 \div 15$ V.
Il guadagno di riferimento 0 dB larga banda è uguale a 6 dB (200 V/V).
Per progetti che richiedono modifiche o nel guadagno o nell'alimentazione la necessità di aggiungere altri componenti porta a scegliere più appropriatamente il LM 387.

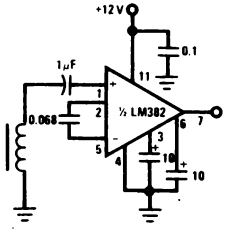


FIGURA 2.12.16 Preamp per registratore LM382 (NAB, 1-7/8 e 3-3/4 IPS)

2.12.7 Preamplificatore per riproduzione stro LM 1 303

Per applicazioni ad alimentazioni separate si può usare il LM 1303 come preamplificatore per nastro (fig. 2.12.17).
Per facilitare modifiche e tarature riportiamo di seguito le equazioni di progetto.
(le frequenze sono date con riferimento alla fig. 2.12.4)

$$0 \text{ dB Ref Gain} = 1 + \frac{R_2}{R_3} \qquad (2.12.14)$$

$$f_1 = \frac{1}{\pi 2 R_1 C_1} \qquad (2.12.15)$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \pi R_2 C_1} \qquad (2.12.16)$$

Come già detto il guadagno di riferimento 0 dB vale 34 dB; a causa del limitato guadagno ad anello aperto del LM 1303 tale valore dovrebbe essere considerato come il massimo permesso.

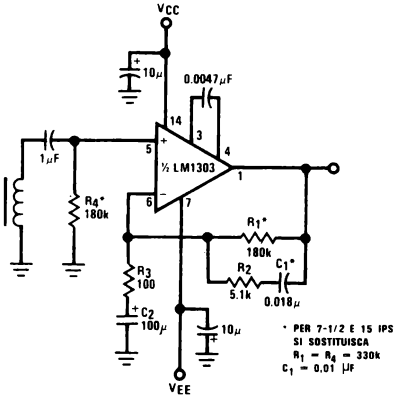
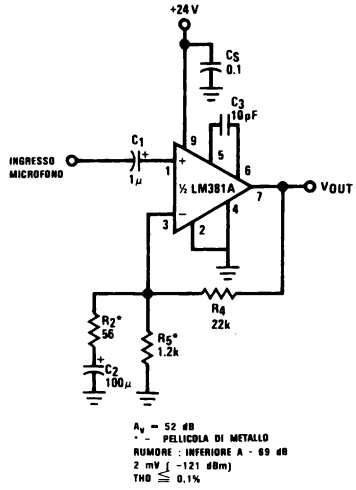


FIGURA 2.12.17 Preamp per registratore LM1303 (NAB, 1-7/8 e 3-3/4 IPS)

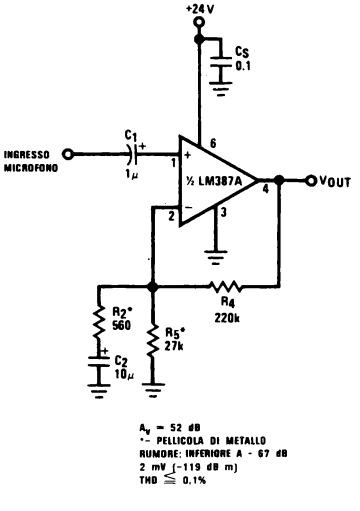
2.13 PREAMPLIFICATORE PER MICROFONI

2.13.1 Introduzione

I microfoni possono essere di due tipi: uno con alta impedenza (— 20 kΩ) e alto livello d'uscita (~220 mV) oppure con bassa impedenza (~200 Ω) e basso livello d'uscita (~2 mV).
La prima categoria non richiede particolari requisiti ai preamplif; la preamplificazione è effettuata semplicemente ed efficacemente con configurazione standard, invertente o non invertente.
La risposta in frequenza è ragionevolmente piatta e non è necessaria alcuna equalizzazione.
Le specifiche sull'amp. per il ronzìo e il rumore sono minime poichè si hanno alti livelli d'ingresso. Purtroppo non va tutto così bene quando si considera il ronzìo e il rumore raccolti dal microfono.
Essendo delle sorgenti ad alta impedenza questi microfoni sono assai sensibili a campi magnetici vaganti (p. es. 50 Hz p 60 Hz) e il loro utilizzo deve essere limitato alle brevi distanze (tipicamente meno di 3 metri di cavo). A causa di tali problemi i microfoni ad alta impedenza sono scarsamente usati.
Anche i microfoni a bassa impedenza hanno una curva piatta di risposta in frequenza, e non richiedono quindi particolare equalizzazione nella sezione del preamplificatore.
Tuttavia il loro basso livello d'uscita impone requisiti abbastanza stringenti all'amplificatore riguardo al rumore.
Per un rapporto segnale/rumore di 65 dB con un segnale d'ingresso di 2 mV il rumore equi-



(a) Polarizzazione Single Ended del LM381 A



(b) LM387A

FIGURA 2.13.1 Preamp per microfono senza trasformatore con ingressi non bilanciati

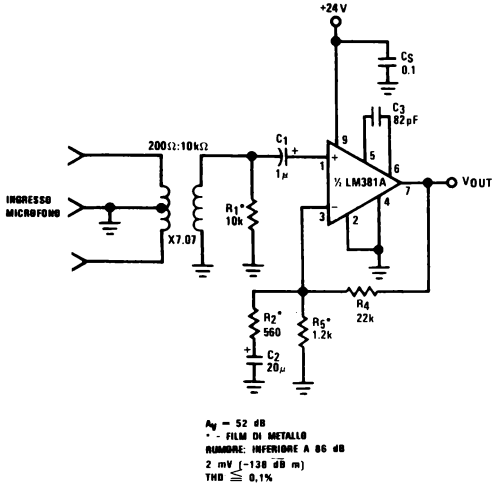
valente totale d'ingresso (EIN) del preamplificatore deve essere 1,12 μV (10-10 kHz).
La linea di preamp. doppi a basso rumore della National, con il loro EIN garantito ≤ 0,7 μ7 (LM 381A) e ≤ 0,9 μV (LM 387A), permette di realizzare eccellenti preamplificatori per microfoni che danno almeno un rapporto S/N di 67 dB (LM 387A) (ingresso di 2mV) ovvero — 119 dBm.
I microfoni a bassa impedenza sono di 2 tipi con uscita non bilanciata a 2 fili, di cui uno è la terra, e con uscita bilanciata a 3 fili, due di segnale e uno di terra.
I più diffusi sono i microfoni bilanciati poiché il sistema a 3 fili permette una facile minimizza del rumore, e del ronzìo attraverso l'utilizzo di uno schema d'ingresso differenziale.
Questo è realizzato o con un trasformatore a presa centrale del primario (a terra) o con un amplificatore op differenziale.
Più avanti si discuterà quindi dei microfoni bilanciati; prima verranno però i più semplici preamplificatori non bilanciati.

2.13.2 Progetti non bilanciati senza trasformatori

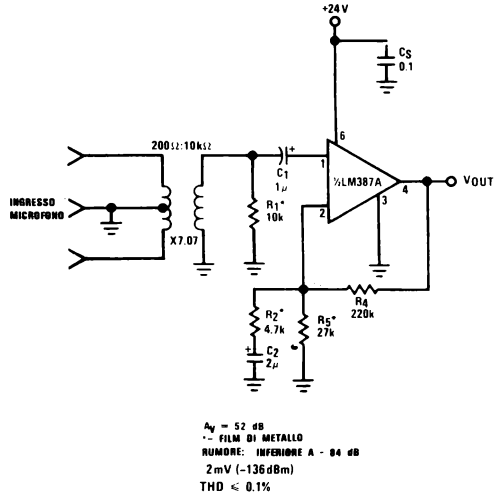
Microfoni sbilanciati (o single ended) a bassa impedenza possono essere amplificati con il circuito di fig. 2.13.1.
Il LM 381 A (fig. 2.13.1a) polarizzato single ended realizza un semplice preamplificatore, di tutta tranquillità, con prestazioni di rumore — 69 dB al di sotto del punto di riferimento di 2 mV di ingresso.
Le resistenze R_4 e R_5 forniscono la corrente di bias all'ingresso negativo e pongono l'uscita DC a metà dell'alimentazione.
Il guadagno è determinato dal rapporto R_4/R_2 mentre C_2 definisce la frequenza di taglio inferiore.
Il taglio ad alta frequenza è determinata da C_3, mentre C_1 è preso grande per ridurre gli effetti delle correnti del rumore 1/f alle basse frequenze (v. paragrafo 2.6 per particolari sulle tarature della polarizzazione e del guadagno).
Il LM 387 A (fig. 2.13.16) offre il vantaggio di un minor numero di parti e di una realizzazione compatta poichè è contenuto nel package minidip 8 piedini.
Il peggioramento nelle prestazioni rispetto al LM 381 A è di soli 2 dB, e tale componente risulta quindi essere una possibile alternativa per progetti dove sono significativi spazio e costo.
Le resistenze di guadagno e di polarizzazione sono simili a quelle del LM 381 A (v. paragrafo 2.8 per i dettagli).

2.13.3 Progetti bilanciati con trasformatore in ingresso

Microfoni bilanciati sono utilizzati quando devono essere minimizzati ronzìo e rumore.
Questo è ottenibile attraverso un sistema a tre fili, 2 per i segnali e uno separato per la terra.
I due fili dei segnali sono attorcigliati strettamente con una calza, che agisce come terra, che li fascia.
Un punto cruciale di questi microfoni e delle loro connessioni è la messa a terra, poichè ogni rumore o ronzìo raccolto lungo il filo diretto all'amplificatore è amplificato nella stessa misura del segnale.
Il concetto che sta alla base della coppia di fili attorcigliata è che ogni interferenza viene indotta ugualmente in ciascuno dei due fili ed è perciò portata all'amplificatore come disturbo di modo comune, mentre il segnale vero trasmesso compare in maniera differenziale.



(a) Polarizzazione Single Ended LM381 A



(b) LM387A

FIGURA 2.13.2 Preamp per microfono con trasformatori d'ingresso per ingressi bilanciati

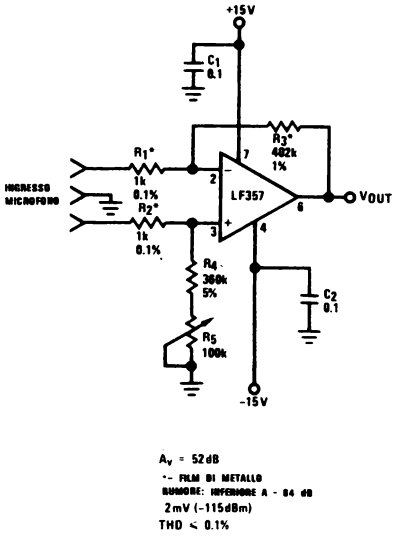


FIGURA 2.13.3 Preamp per microfoni senza trasformatore (ingressi bilanciati)

Trasformatori ad ingresso bilanciato, con primari a presa centrale, e secondari single-ended (fig. 2.13.2) sono presenti nella stragrande maggioranza dei progetti di preampl. per microfoni. Mettendo a terra la presa centrale tutti i segnali di modo comune sono derivati a terra, permettendo al segnale differenziale di essere trasformato attraverso il secondario dove è portato in uscita single ended.
L'amplificazione del segnale è realizzata o attraverso il LM 381 A (fig. 2.13.2a) o attraverso il LM 387 A (fig. 2.13.2b).
Uno sguardo indietro alla fig. 2.13.1 mostra che i due circuiti sono identici se solo si eccettua la modifica al guadagno che compensa il guadagno aggiuntivo realizzato dal trasformatore.
Il guadagno totale è costituito da 52 dB e da un'uscita di ~ 0 dB m per un ingresso nominale di 2mV.
La scelta del trasformatore d'ingresso è determinata da due fattori: l'impedenza del microfono e l'impedenza del generatore ottimale per l'amplificazione.
Per i casi descritti il rapporto di impedenza richiesto è di 200/10 K che comporta un guadagno di tensione (e rapporto di spire) di circa sette ($\sqrt{10\,K/200}$).
Se si suppone il trasformatore ideale e privo di rumore si ha come rumore — 86 dB al di sotto dell'ingresso 2mV.
Se si usano bene il trasformatore e lo schermo elettrostatico ci si può aspettare una reiezione ai segnali di modo comune fino a 60 dB (che è migliore di quanto il costruttore di cavi può ottenere attorcigliando i fili).

2.13.4 Progetti bilanciati senza trasformatore

Progetti con il trasformatore in ingresso offrono il vantaggio di un guadagno pressoché senza rumore ed hanno infatti le migliori prestazioni rispetto al rumore per applicazioni con microfoni, tuttavia se si esaminano le prestazioni complessive del preamp. si riscontrano numerose deficienze.
Anche il miglior trasformatore introduce una certa distorsione dinamica, è molto sensibile al ronzio, non ha una reiezione di modo comune ottimale e non piccolo problema è il costo dei trasformatori d'ingresso di buona qualità.
Per tali ragioni sono preferibili progetti senza trasformatori.
Diventa possibile eliminarli dall'ingresso se si utilizza la capacità intrinseca di un amp. op. ad amplificare segnali differenziali rifiutando quelli di modo comune.
La fig. 2.13.3 mostra un amp. op. con ingresso a FET, LM 357 (scelto per il suo alto slew-rate e CMRR) nella configurazione differenziale.
Come si vede, con $R_1 = R_2$ e $R_3 = R_4 + R_5$ il guadagno è determinato dal rapporto R_3/R_1 (v. appendice A4) ed è uguale a 52 dB.
Il LF 357 è stato scelto al posto del meno « rumoroso » LM 387 A per la sua alta reiezione di modo comune.
Il LM 387 A (LM 381 A) richiede una particolare circuiteria se usato con ingressi bilanciati poiché non è stato disegnato per una reiezione dei segnali di modo comune.
(Si è realizzato quindi, nel progetto presentato, un compromesso al fine di diminuire il rumore complessivo). Si veda il paragrafo 2.13.4.
Le resistenze d'ingresso R_1 e R_2 sono grandi rispetto all'impedenza del generatore, anche se tenute il più basse possibile per ottenere un bilanciamento ottimale tra gli effetti di carico dell'ingresso e il basso rumore. E' un buon compromesso fare $R_1 + R_2$ uguale a dieci volte l'impedenza della sorgente.
Un adattamento delle impedenze non contribuisce favorevolmente a un progetto a basso rumore e si dovrebbe quindi evitare. (Rif. 1)
Il rapporto di reiezione al modo comune (= COMMON MODE REJECTION RATIO: CMRR) del LF 357 è di 100 dB e può essere interpretato come un limite ottimale, ovvero con un adattamento perfetto delle resistenze il CMRR sarà di 100 dB.
Gli effetti del disadattamento delle resistenze rispetto al CMRR non sono mai sufficientemente evidenziati.
La capacità dell'amp. di essere insensibile a disturbi di modo comune presuppone che lo stesso segnale sia presente simultaneamente sia all'ingresso invertente che non invertente (piedini 2 e 3).
Ogni disadattamento tra le resistenze si presenterà come un segnale differenziale agli ingressi e sarà di conseguenza amplificato.
Utilizzando resistenze con una tolleranza dello 0,1% e tarando la R_5 per un'uscita minima con applicati segnali common-mode, è possibile un CMRR vicino a 100 dB.
Con resistenze dell'1% il CMRR scende a circa 80 dB.
Il LF 356 può essere il sostituto del LF 357 se si

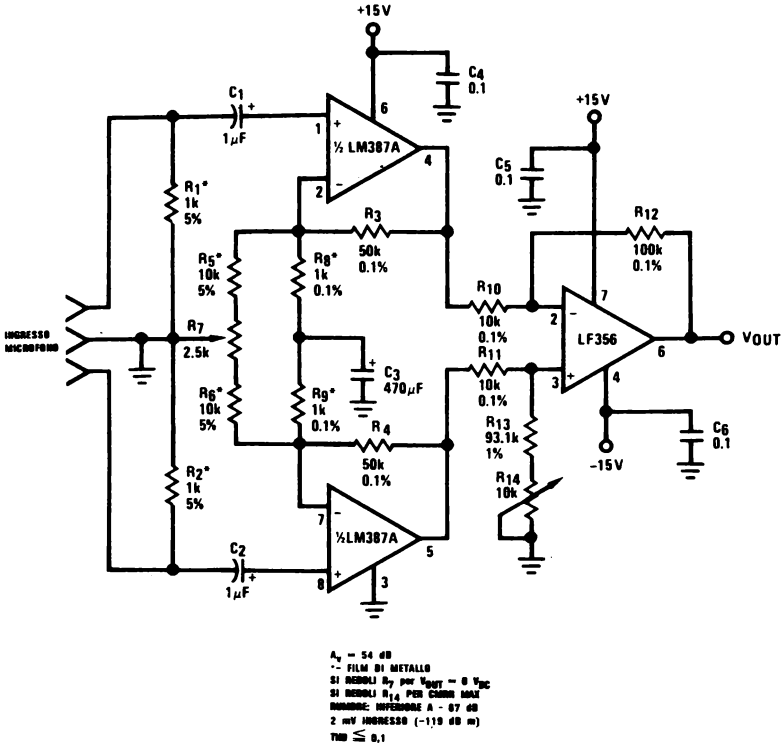
accetta un peggioramento dello slew-rate (12 V/μS contro 50 V/μS) e del prodotto banda-guadagno (5 MHz contro 20 MHz).
A causa del rumore termico presente nelle resistenze abbastanza grandi dell'ingresso, le caratteristiche di rumore del circuito di fig. 2.13.3 sono più scadenti che quelle di altri circuiti ma complessivamente si ottiene una maggiore reiezione al ronzio (relativamente alla fig. 2.13.1) e si elimina il costoso trasformatore di fig. 2.13.2.

2.13.5 Progetti bilanciati senza trasformatore e a basso rumore

Un incremento nelle prestazioni di rumore rispetto alla fig. 2.13.3 è possibile se si usa un LM 387 A seguito da un LF 356 (o LF 357) (fig. 2.13.4).
Tale configurazione è nota con il nome di amplificatore da strumentazione a causa del suo uso fondamentale in strumenti con ponte bilanciato.
In tale progetto ciascuna metà del LM 387 A è collegata come un amp. non invertente con resistenza di polarizzazione e di guadagno come prima.
Le resistenze R_1 e R_2 fissano a 25 kΩ (bilanciati) la resistenza d'ingresso.
Il potenziometro R_7 si usa per portare l'uscita DC a zero volt adattando i livelli DC dei piedini 4 e 5 del LM 387A.
Questa sistemazione permette un accoppiamento diretto tra gli stadi e si eliminano così i condensatori di accoppiamento e i problemi connessi per un ottimo CMRR.
Le resistenze per il guadagno AC sono messe a terra attraverso un condensatore comune C_3, ancora togliendo un altro condensatore e garantendo l'adattamento del guadagno AC.
Sono necessarie, con il LM 387A, resistenze a piccola tolleranza al fine di evitare i segnali di modo comune presenti all'ingresso.
La funzione del LM 387A è di amplificare il segnale a basso livello aggiungendovi il minimo rumore possibile e lasciando al LF 356 la reiezione di modo comune.
Sostituendo un LM 381A e aumentando la sua densità di corrente (paragrafo 2.7) si può progettare un preampl. bilanciato per microfono senza trasformatore e di qualità professionale.
Con l'eccezione dei componenti addizionali necessari all'aumento della corrente di densità, il circuito è lo stesso di fig. 2.13.4.
L'aumento delle prestazioni di rumore è di 7 dB portando il rumore —74 dB al di sotto del livello d'ingresso di 2 mV.

Riferimenti bibliografici

1. Smith, D.A. and Wittman, P.H., « Design Considerations of Low-Noise Audio Input Circuitry for a Professional Microphone Mixer », **Jour And. Eng. Soc.**, vol. 18, no. 2, April 1970, pp. 140-156.



A_v = 54 dB
*= FILM DI METALLO
SI REGOLI R_7 per V_{OUT} = 0 V_{DC}
SI REGOLI R_{14} PER CMRR MAX
RUMORE: INPEDENZA A - 87 dB
2 mV INGRESSO (-119 dB m)
THD ≤ 0,1

FIGURA 2.13.4 Preamp per microfono bilanciato senza trasformatore a basso rumore

2.14 CONTROLLI DI TONO

2.14.1 Introduzione

Ci sono parecchie ragioni per cui un utilizzatore di un apparecchio audio possa voler variare la risposta in frequenza di quello che sta ascoltando o suonando.
Da una parte il teorico argomenterà che egli vuole il suo amplificatore « piatto », ovvero senza alcuna alterazione della risposta in frequenza rispetto alla sorgente, e perciò gli amplificatori dotati di controllo di tono hanno spesso un interruttore con la possibilità di « FLAT » (piatto) che realizza il bypass del circuito.
D'altra parte il realista argomenterà invece che è meglio che sia la musica che raggiunge il suo orecchio che sia « piatta », indistorta.
Tale presa di posizione riconosce che alcuni parametri (acustica dell'ambiente, risposta degli altoparlanti ecc.) influenzano l'uscita dell'amp. e diventa quindi necessario compensarli se l'ascoltatore gradisce la musica « piatta » come è stata registrata.
Infine c'è il semplice fattore del gusto personale (che non è poi una cosa tanto semplice): qualcuno preferisce una musica piena di « bassi », qualcun altro piena di « alti ».

2.14.2 Progetto con componenti passivi

I controlli di tono passivi hanno il vantaggio di costi più bassi e di un minor numero di parti ma portano a grosse perdite il che rende spesso necessario un amplificatore di recupero del tono. Le perdite per tale inserimento sono della stessa grandezza dell'aumento ottenibile, cioè se i controlli possono portare a un aumento di + 20 dB, allora essi provocano anche perdite di inserimento di — 20 dB. Questo è dovuto a fatto che i controlli di tono passivo si comportano come partitori di tensione AC e si limitano solo a tagliare il segnale.

2.14.3 Controllo dei bassi

Il controllo dei bassi più diffuso è riportato in figura 2.14.2 insieme con la sua curva di risposta in frequenza.

La curva mostrata si riferisce al caso ideale e può essere solo approssimata nella realtà.

Le frequenze di taglio f_1 e f_2 corrispondono ai punti a mezza potenza e rappresentano quindi le frequenze alle quali la grandezza relativa del segnale è stata ridotta (o aumentata) di 3 dB.
Controlli di tono passivi richiedono potenziometri (logaritmici) « audio taper », cioè tali che al 50% della rotazione il cursore divide l'elemento resistivo in 2 parti uguali al 10% e 90% del valore totale.
Sulla figura questo è rappresentato con i numeri « 0.9 » e « 0.1 » sul ramo della resistenza del potenziometro.
Per progetti in cui $R_2 \gg R_1 \gg R_3$, la quantità di « boost » (incremento) o attenuazione al segnale secondo la fig. 2.14.1 è dato dai seguenti rapporti di valori di componenti:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \text{boost o taglio dei bassi}$$

La frequenza di turnover si ha quando la reattanza di C_1 è uguale a R_1 e la reattanza di C_2 è uguale a R_3 (si suppone sempre $R_2 \gg R_1 \gg R_3$).

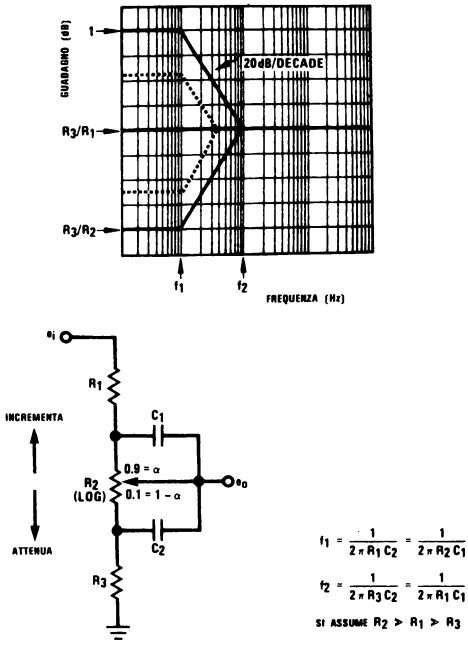


FIGURA 2.14.1 Controllo dei bassi - Circuito generale

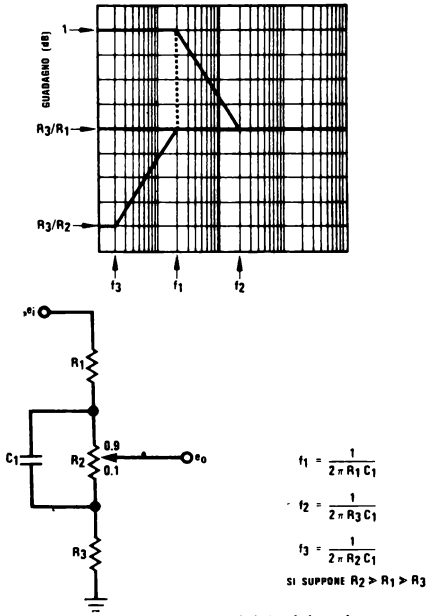


FIGURA 2.14.2 Controllo dei toni bassi con un numero di pezzi minimo

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1} \qquad (2.14.2)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} \qquad (2.14.3)$$

La risposta in frequenza sarà incrementata o attenuata di ± 20 dB/decade = ± 6 dB/ottava (risposta di un polo singolo) finché viene raggiunta f_1.
Questo si verifica quando viene ad essere dominante l'impedenza di limitazione, ovvero quando la reattanza di C_1 è uguale a R_2 e la reattanza di C_2 è uguale a R_1:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \qquad (2.14.4)$$

Si noti che le equazioni (2.14.1) e (2.14.4) non sono indipendenti ma sono correlate e che la scelta della quantità di boost/taglio e della frequenza di taglio f_2 fissa anche gli altri parametri.
È pure di interesse il fatto che f_2 è dipendente dalla posizione della spazzola su R_2.
La risposta riportata a tratto pieno in fig. 2.14.1 è valida solamente alle estremità del potenziometro R_2; alle altre posizioni la risposta si modifica come è raffigurato dalle linee tratteggiate.
Le costanti di tempo significative sono $(1-\alpha)R_2C_1$ αR_2C_2 in cui α è uguale alla frazione di rotazione della spazzola del potenziometro (fig. 2.14.1).
Mentre tale effetto a prima vista spiacevole, risulta poi essere abbastanza accettabile e tale tipo di progetto continua ad essere preferito agli altri.
La fig. 2.14.2 mostra un approccio alternativo al problema del controllo dei bassi che offre il vantaggio del costo (c'è un condensatore in meno) e lo svantaggio di una risposta di boost o di attenuazione asimmetrica.
Il grado di incremento o di taglio è dato dagli stessi rapporti di fig. 2.14.1:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1}{R_3} = \text{quantità di aumento}$$

o taglio dei bassi posto che $R_2 \gg R_1 \gg R_3$.
La frequenza di turnover dell'incremento f_2 si ha quando la reattanza di C_1 è uguale a R_3.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} \qquad (2.14.6)$$

Il massimo incremento si verifica a f_1, che è anche uguale alla frequenza di turnover dell'attuazione.
Questo si ha quando X_{C1} è uguale a R_1, e mentre il massimo taglio è raggiunto per $X_{C1} = R_2$.
Di nuovo sono correlate e interagiscono le frequenze significative e la grandezza dell'incremento (o del taglio).
Poiché in pratica la maggior parte dei controlli di tono è usata nel modo « incremento », la figura 2.14.2 non è poi così critica come potrebbe a prima vista sembrare.

2.14.4 Controllo del « treble » (acuti, alti)

Il controllo di treble di fig. 2.14.3, rappresenta l'equivalente elettrico della fig. 2.14.1, scambiate re-

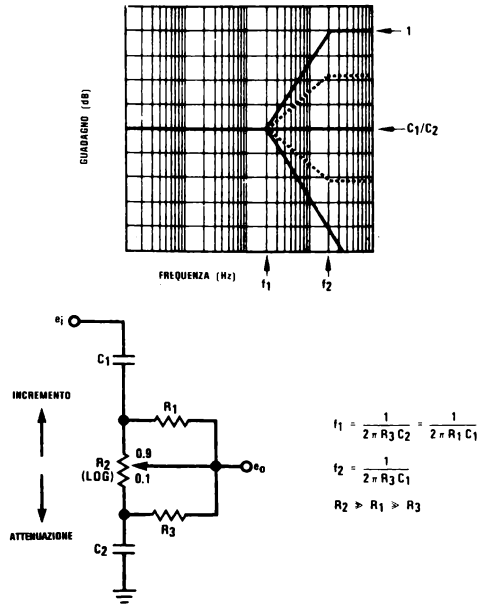


FIGURA 2.14.3 Controllo del Treble - Circuito generale

sistenze e capacità, e dà analoghe prestazioni.
La grandezza dell'incremento o del taglio è data dai seguenti rapporti:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \text{grandezza dell'incre-}$$

mento o del taglio posto che $R_2 \gg R_1 \gg R_3$.
La frequenza di turnover del treble si ha quando X_{C1} è uguale a R_1 e X_{C2} è uguale a R_3.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} \qquad (2.14.8)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_3} \qquad (2.14.9)$$

L'incremento disponibile è raggiunto a f_2, determinato dal punto in cui X_{C1} è uguale a R_3.

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \qquad (2.14.10)$$

Perché restino valide le equazioni (2.14.8) e (2.14.9) è necessario che la R_2 sia presa più grande di R_1 o di R_3.
Per progetti che non permettono il verificarsi di questa condizione le equazioni (2.14.8) e (2.14.9) devono essere modificate mettendo $R_1||R_2$ e $R_3||R_2$ rispettivamente al posto di R_1 e R_3.
A differenza del controllo dei bassi f_1 non dipende dalla posizione del cursore di R_2, come è indicato in fig. 2.14.3 (linee tratteggiate). Si noti che nella posizione di taglio completo l'attenuazione tende a zero senza il pianerottolo della caratteristica di boost.
È possibile eliminare R_1 e R_3 in sistemi a basso costo. La fig. 2.14.4 mostra tale progetto con le equazioni e la curva di risposta in frequenza mo-

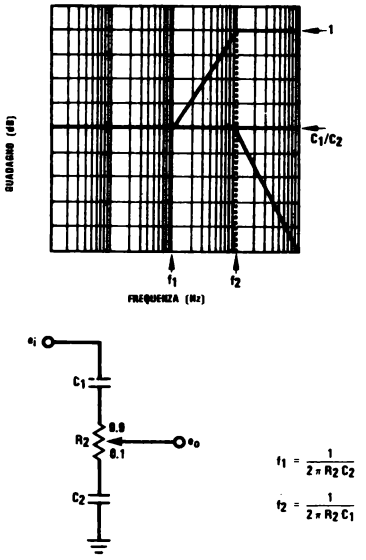


FIGURA 2.14.4 Controllo del Treble con un numero di parti minimo

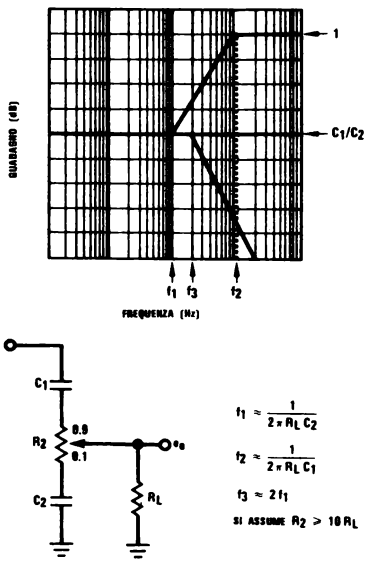


FIGURA 2.14.5 Effetto del carico sul controllo del Treble

dificate. Lo svantaggio ovvio è che la frequenza di turnover per il taglio del treble si verifica una decade più in là (per progetti ± 20 dB) del punto di boost.
Come già notato, la maggior parte dei controlli sono usati in modo incrementale, che diminuisce il peso di questo svantaggio; più importante però è probabilmente l'effetto di un carico finito sulla spazzola in R_2.
La fig. 2.14.5 mostra l'effetto di caricare R_C sulla risposta in frequenza di fig. 2.14.4.
Un esame di queste due figure mostra che la presenza di una bassa impedenza (rispetto a R_2) sul cursore modifica significativamente i punti importanti. Se R_C è 1/10 di R_2 allora i punti in cui la curva si modifica si spostano di un'intera decade più in alto. Le equazioni in fig. 2.14.5 valgono per $R_2 \geqslant 10\ R_L$.
Un vantaggio poi della fig. 2.14.5 sulla 2.14.4 è visibile nelle caratteristiche di taglio.
R_L tende a tirare la frequenza di turnover del taglio verso la f_1 di boost, simpatica situazione ottenuta con 2 resistenze in meno.
Il progetto diventa immediato se è noto R_L.
C_1 e C_2 si calcolano dalle equazioni (2.14.11) e (2.14.12).

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_L} \qquad (2.14.11)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_L} \qquad (2.14.12)$$

Di nuovo le frequenze di turnover e il guadagno sono tra loro correlati.

Esempio 2.14.1

Si progetti un controllo dei bassi e degli alti, passivo, simmetrico con 20 B di incrementi e taglio a 50 Hz e 10 kHz, relativamente al guadagno a metà banda.

Soluzione

1. Per un controllo simmetrico si combinano le fig. 2.14.1 e 2.14.3.
   Bassi (fig. 2.14.1):
2. Dall'equazione (2.14.1):
   $$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{1}{10}\ (-20\ \text{dB})$$
   $f_1 = 50$ Hz e $f_2 = 500$ Hz.
3. Si pone $R_2 = 100$ k (trimmer audio).
4. Dal punto 2:
   $$R_1 = \frac{R_2}{10} = \frac{100\ \text{k}}{10} = 10\ \text{k}$$
   $$R_3 = \frac{R_1}{10} = \frac{10\ \text{k}}{10} = 1\ \text{k}$$
5. Dall'equazione (2.14.2) e dal punto 2:
   $$C_1 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1} = \frac{1}{(2\pi)\ (500)\ (10\ \text{k})} = 3{,}18 \times 10^{-6}$$
   Si usa $C_1 = 0{,}033\ \mu F$
   $C_2 = 10\ C_1$
   $C_2 = 0{,}33\ \mu F$
   TREBLE (fig. 2.14.3).
6. Dall'equazione (2.14.7):
   $$\frac{R_3}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{1}{10}\ (-20\ \text{dB})$$
   $f_1 = 1$ kHz, $f_2 = 10$ kHz
7. Sia $R_2 = 100$ k (potenziometro audio)

8. Si sceglie $R_1 = 10$ k (che soddisfa $R_2 \gg R_1$ e minimizza la dispersione dei componenti in magazzino).
Allora:

$$R_3 = \frac{R_1}{10} = \frac{10\ k}{10} = 1\ k$$

9. Dall'equazione (2.14.8) e dal punto 6:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} = \frac{1}{(2\pi)(1\ k)(10\ k)} = 1{,}59 \times 10^{-8}$$

Si usa $C_1 = 0{,}051\ \mu F$
$C_2 = 10\ C_1$
$C_2 = 0{,}15\ \mu F$

Il progetto completo è riportato in fig. 2.14.6 nella quale si è incluso R_1 per isolare i 2 circuiti di controllo e C_o per fermare tutte le tensioni DC del circuito, assicurando così che i controlli non siano disturbati, come risulterebbe dalle correnti DC di carica dei condensatori e nei cursori.
C_o è scelto per accordarsi con la risposta alle basse frequenze del sistema:

$$C_o = \frac{1}{(2\pi)(20\ Hz)(10\ k + 100\ k + 1\ k)} = 7{,}17 \times 10^{-6}$$

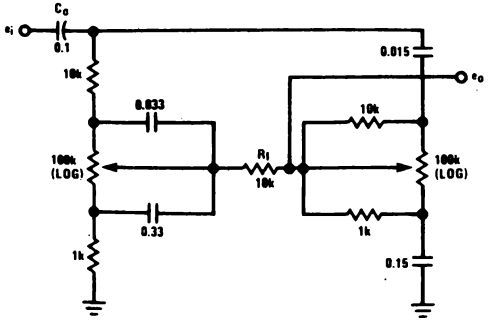
Si prende quindi $C_o = 0{,}1\ \mu F$

2.14.5 Utilizzo di controlli passivi di tono con il preamplificatore LM 387

Una tipica applicazione di controlli passivi di tono (fig. 2.14.7) utilizza un transistor discreto usato come circuito inseguitore per amplificare di nuovo il segnale, a compensare la perdita dovuta alla circuiteria passiva.
Se questo è accettabile in pratica, una più attenta sistemazione dello stesso transistor porta a un progetto migliore senza un aumento né dei componenti né del costo.
Mettendo il transistor prima del LM 387, preamplificatore per fono o per registratore (fig. 2.14.8), si aumenta il rapporto S/N poiché si incrementa il segnale prima dell'equalizzazione.
Ci si può aspettare un miglioramento di almeno 3 dB (analogo a quando si lavora single ended con il LM 381A).
Il transistor scelto deve essere a basso rumore, ma sulla quantità la differenza in prezzo diventa trascurabile.
La sola precauzione necessaria è di lasciare un sufficiente margine in ogni stadio perché si possa minimizzare il « clipping » al transitorio.
Tuttavia a causa dell'eccellente guadagno ad anello aperto e alla possibilità di una grande dinamica d'uscita del LM 387, non è questo un grosso problema da risolvere.
In alternativa al transistor si può usare un LM 381A (preamplificatore a rumore particolarmente basso).
Sono così possibili prestazioni di rumore eccellenti (v. paragrafo 2.7).
Il grande guadagno e la dinamica dell'uscita sono sufficienti a dare un guadagno tale da compensare le perdite dei controlli di tono con un singolo stadio.
La fig. 2.14.9 mostra un'applicazione di tale concetto, in cui si usa il LM 381A in modo differenziale.
Per prestazioni di rumore ancora migliori si possono usare una polarizzazione single ended e il sistema a densità di corrente aumentata.

2.14.6 Effetto di Loudness (Presenza sonora)

Un circuito di controllo LOUDNESS serve a compensare la natura logaritmica del nostro orecchio.
Flechter e Munson hanno pubblicato alcuni grafici a dimostrazione di questo (fig. 2.14.10).
Senza una correzione loudness si sperimenta una audizione caratterizzata da una perdita pronunciata della risposta nei bassi con una leggera perdita di risposta negli acuti al diminuire del volume.
La compensazione consiste nell'incrementare gli estremi alti e bassi della banda di frequenza audio in funzione inversa del volume.
Un circuito comunemente usato è quello di figura 2.14.11 e impiega un controllo di volume a potenziometro (presa con @ 10% di resistenza).



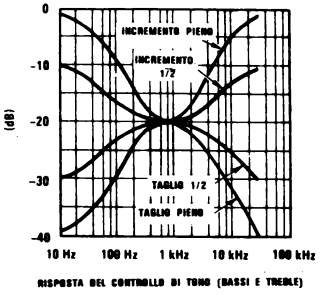


FIGURA 2.14.6 Controllo di tono completo (bassi e treble)

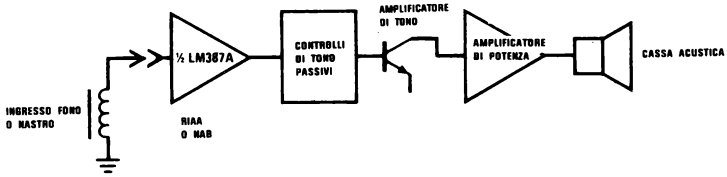


FIGURA 2.14.7 Applicazione tipica di controllo passivo dei toni

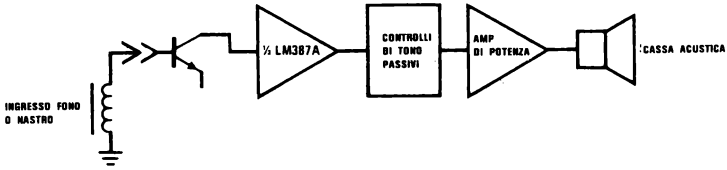


FIGURA 2.14.8 Circuito migliorato con controlli di tono passivi

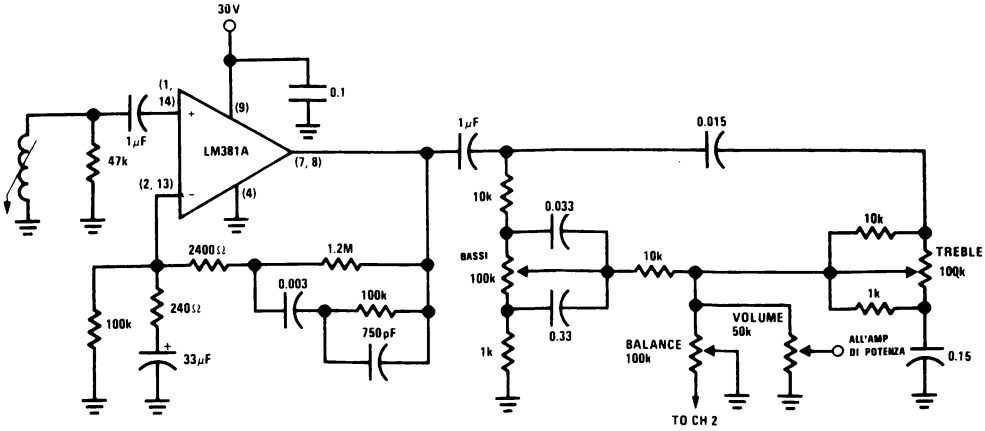


FIGURA 2.14.9 Un canale di un completo Preamp fono

La rete R dell'interruttore che è in parallelo al volume produce la risposta in frequenza delle figure 2.14.12 quando il cursore è posizionato nel punto di presa corretto (ovvero la posizione centrale per un potenziometro audio).
Quando la spazzola è spostata da questa posizione (massimo effetto di Loudness) il circuito in parallelo ha sempre minor effetto, realizzando così uno schema di compensazione sensibile al volume.

2.14.7 Progetti con componenti attivi

I circuiti attivi di controllo di tono hanno numerosi vantaggi: sono intrinsecamente simmetrici intorno all'asse quando lavorano sia in incremento che in taglio; essendo inseriti nella reazione negativa del blocco di guadagno danno una bassissima THD a differenza di quella relativamente alta prodotta dal transistor di ricupero del tono ed è bassa la dispersione dei tipi di componenti, ovvero è limitato il range di valori utilizzati.
Il circuito attivo di controllo del tono più diffuso è la versione « americanizzata » del controllo di tono a reazione negativa BAXANDALL (1952).
In fig. 2.14.13 è riportato un circuito attivo di controllo del tono, completo per bassi e treble.
A bassissima frequenza l'impedenza dei conden-

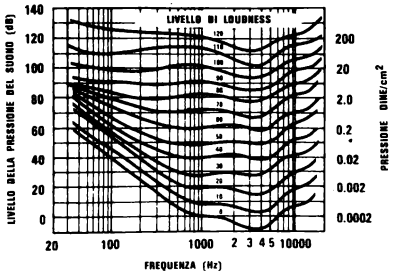


FIGURA 2.14.10 Curve di Fletcher-Munson (Usa) (Acoustical Society of America)

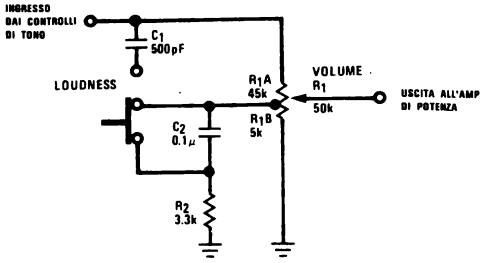


FIGURA 2.14.11 Controllo Loudness

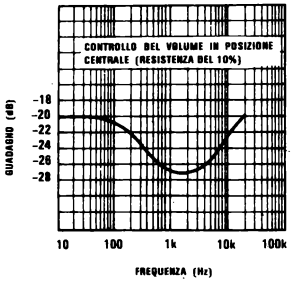


FIGURA 2.14.12 Risposta in frequenza del controllo di Loudness

satori è sufficientemente grande da poterli considerare circuiti aperti e il guadagno è controllato dal settore dei bassi, secondo le equazioni (2.14.13) e (2.14.14) uguali per entrambe le estremità della regolazione.

$$A_{VB} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \text{massimo incremento dei bassi} \qquad (2.14.13)$$

$$\frac{1}{A_{VB}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \text{massima attenuazione dei bassi} \qquad (2.14.14)$$

A frequenze altissime l'impedenza dei condensatori è abbastanza piccola da poterli considerare cortocircuitati e il guadagno è controllato dalla sezione del treble, secondo le equazioni (2.14.15) e (2.14.16) uguali per le estremità della regolazione.

$$A_{VT} = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3} = \text{massimo incremento del treble} \qquad (2.14.15)$$

$$\frac{1}{A_{VT}} = \frac{R_3}{R_3 + R_1 + 2R_5} = \text{massima attenuazione del treble} \qquad (2.14.16)$$

Si possono meglio capire le equazioni (2.14.15) e (2.14.16) osservando che il circuito dei bassi forma alle alte frequenze un carico a stella sul circuito del treble.
Effettuando la trasformazione stella-triangolo si trova che l'effettiva resistenza del carico vale $R_1 + 2R_5$ che è in parallelo con $(R_3 + R_4)$ e domina l'espressione (v. la fig. 2.14.13b).
Si viene così a definire un vincolo su R_4 che è espresso attraverso l'equazione (2.14.17).

$$R_4 \geqslant 10\ (R_3 + R_1 + 2R_5) \qquad (2.14.17)$$

Nel range di frequenze basso-medie, l'impedenza di C_1 diminuisce di —6 dB/ottava ed è in parallelo con R_2, cosicché la resistenza efficace si riduce in corrispondenza, riducendo di pari il guadagno.

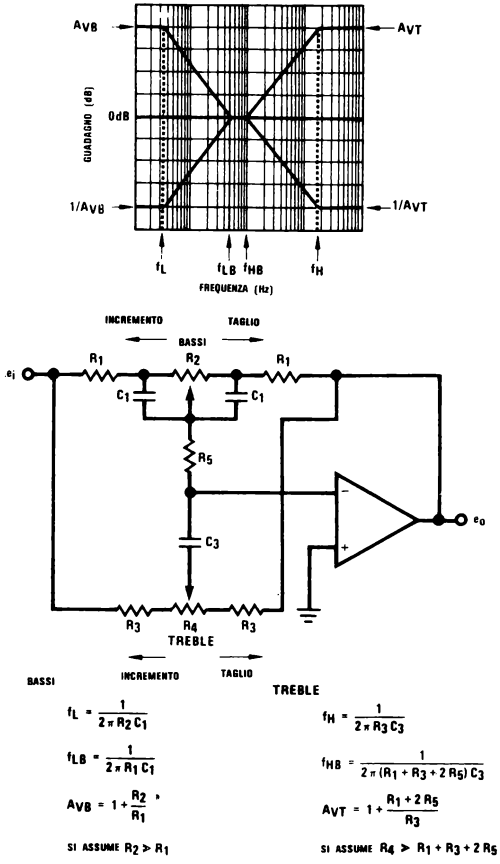
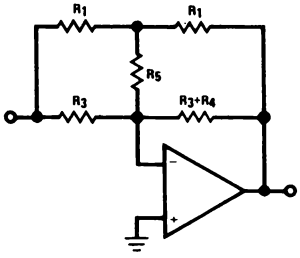
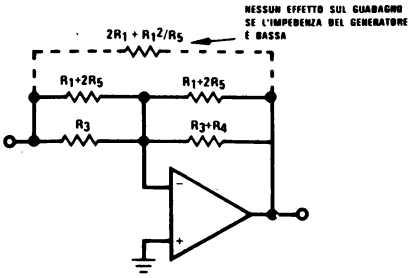


FIGURA 2.14.13a Controllo di tono attivo (bassi e treble)



(a) Circuito equivalente di incremento massimo del Treble ad alta frequenza



$$A_v = \frac{(R_1 + 2R_5)\|(R_3 + R_4)}{(R_1 + 2R_5)\|R_3} = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3}$$

SE $R_4 \gg R_1 + R_3 + 2R_5$

(b) Circuito ad alta frequenza dopo la trasformazione stella-triangolo

FIGURA 2.14.13b Sviluppo del massimo guadagno del treble

Tale processo continua finché la resistenza R_1 diventa dominante e il guadagno si livella a 1.
Simile è il funzionamento del treble che si ferma quando diventa dominante R_3.
Le equazioni di progetto derivano direttamente dalle precedenti:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{LB} R_1} \quad \text{posto che } R_2 \gg R_1 \qquad (2.14.18)$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi f_L C_1} \qquad (2.14.19)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_H R_3} \qquad (2.14.20)$$

$$R_5 = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{2\pi f_{HB} C_3} - R_1 - R_3\right) \qquad (2.14.21)$$

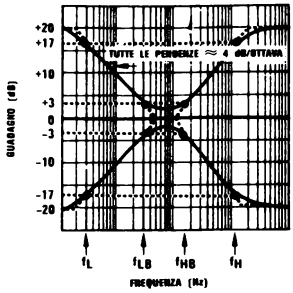
La relazione tra f_L e f_{LB} e tra f_H e f_{HB} non è così evidente come potrebbe sembrare.
Così come sono state finora usate queste frequenze rappresentano i punti ± 3 dB relativi al guadagno a metà banda e agli estremi.
Per capire la loro relazione nel più comune progetto di controllo di tono di ± 20 dB agli estremi ci si riferirà alla figura 2.14.14 in cui si vede la forma reale della risposta in frequenza.
Si noti che il guadagno a metà banda (piatta) non è unitario ma all'incirca ± 2 dB.
Questo è dovuto alla vicinanza dei poli e degli zeri delle funzioni di trasferimento.

Un altro effetto di tale vicinanza è che le pendenze delle curve non sono i 6 dB/ottava previsti ma piuttosto qualcosa di più vicino a 4 dB/ottava.
Sapendo che f_L e f_{LB} sono separati in grandezza di 14 dB, e che la pendenza della risposta è di 4 dB/ottava, è possibile trovarne la correlazione. Tale legame è dato nell'equazione (2.14.22).

$$\frac{f_{LB}}{f_L} = \frac{f_H}{f_{HB}} \approx 10 \qquad (2.14.22)$$

Esempio 2.14.2

Si progetti un circuito attivo di controllo di tono (bassi e treble) con un guadagno di ± 20 dB con il punto 3 dB superiore a bassa frequenza a 30 Hz e con quello superiore ad alta frequenza a 10 kHz.



$$\frac{f_{LB}}{f_L} = \frac{f_H}{f_{HB}} \approx 10$$

FIGURA 2.14.14 Relazione tra i Breakpoints del circuito di controllo attivo dei toni

Soluzione

Progetto dei bassi:

1. Si sceglie $R_2 = 100$ k (lineare) in modo arbitrario.
2. Dall'equazione (2.14.13):

$$A_{VB} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10 \ (+ 20 \text{ dB})$$

$$R_1 = \frac{R_2}{10 - 1} = \frac{100 \text{ k}}{9} = 1{,}11 \times 10^4$$

$R_1 = 11$ k

3. Dato $f_L = 30$ Hz, dall'equazione (2.14.22) e (2.14.18):

$L_B = 10\ f_L = 300$ Hz

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{LB} R_1} = \frac{1}{(2\pi)(300)(11 \text{ k})} = 4{,}28 \times 10^{-6}$$

$C_1 = 0{,}05\ \mu F$

Progetto del treble

4. Si sceglie arbitrariamente $R_5 = R_1 = 11$ k.
5. Dall'equazione (2.14.15):

$$A_{VT} = 1 + \frac{R_1 + 2R_5}{R_3} = 10 \ (+ 20 \text{ dB})$$

$$R_3 = \frac{R_1 + 2R_5}{10 - 1} = \frac{11\,k + 2(11\,k)}{9} = 3{,}67 \times 10^3$$

$R_3 = 3{,}6$ k

6. Dato $f_H = 10$ kHz, dall'equazione (2.14.20):

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_H R_3} = \frac{1}{(2\pi)\,(10\,kHz)\,(3{,}6\,k)} = 4{,}42 \times 10^{-9}$$

$C_3 = 0{,}005\ \mu F$

7. Dall'equazione (2.14.17):

$R_4 \geqslant 10\ (R_3 + R_1 + 2R_5)$

$\geqslant 10\ (3{,}6\ k + 11\ k + 22\ k)$

$\geqslant 3{,}66 \times 10^5$

$R_4 = 500$ k

In fig. 2.14.15 è riportato il progetto completo, in cui è stato scelto come elemento attivo l'amplificatore op. quadruplo LM 349.
L'uso di un elemento quadruplo permette la realizzazione di un circuito stereo di controllo dei toni in un solo IC, in modo compatto ed economico.
L'amplificatore buffer è necessario per assicurare una bassa impedenza di pilotaggio per il circuito di controllo del tono e presenta un'alta impedenza d'ingresso (100 kΩ) al generatore di segnale.
Il LM 349 è stato scelto per il valore di slew rate (2,5 V/μs) che permette prestazioni non distorte a pieno range fino a oltre 25 kHz.
Il THD misurato è tipicamente di 0,05 @ 0 dBm (0,77 V) nella banda audio.
Sono state aggiunte le resistenze R_6 e R_7 al fine di garantire la stabilità al guadagno unitario poiché il LM 349 è compensato per guadagni di 5 o più. R_6 e R_7 sono dei partitori di tensione sull'ingresso per le alte frequenze cosicché il reale guadagno ingresso-uscita non è mai superiore a 5 (4 se si utilizza in modo invertente).
I condensatori d'accoppiamento C_4 e C_6 servono a fermare la parte DC e stabiliscono il limite inferiore del sistema; possono essere tralasciati in progetti ad accoppiamento diretto.

2.14.8 Un altro controllo attivo dei bassi

La fig. 2.14.16 mostra un progetto alternativo per il controllo dei bassi, che ha il vantaggio di usare un condensatore in meno pur mantenendo prestazioni identiche a quelle del circuito di figura 2.14.13.
Dalla fig. 2.14.13 alla fig. 2.14.16 si passa immediatamente se si riconosce che alle posizioni estreme del cursore uno dei condensatori C_1 è cortocircuitato mentre l'altro è un ponte per R_2.
Le modifiche necessarie per l'applicazione con un LM 387 vengono riportate in fig. 2.14.17 per una alimentazione di 24 V.
Sono state aggiunte le resistenze R_4 e R_5 all'ingresso negativo (polarizzazione) secondo quanto già detto nel paragrafo 2.8.

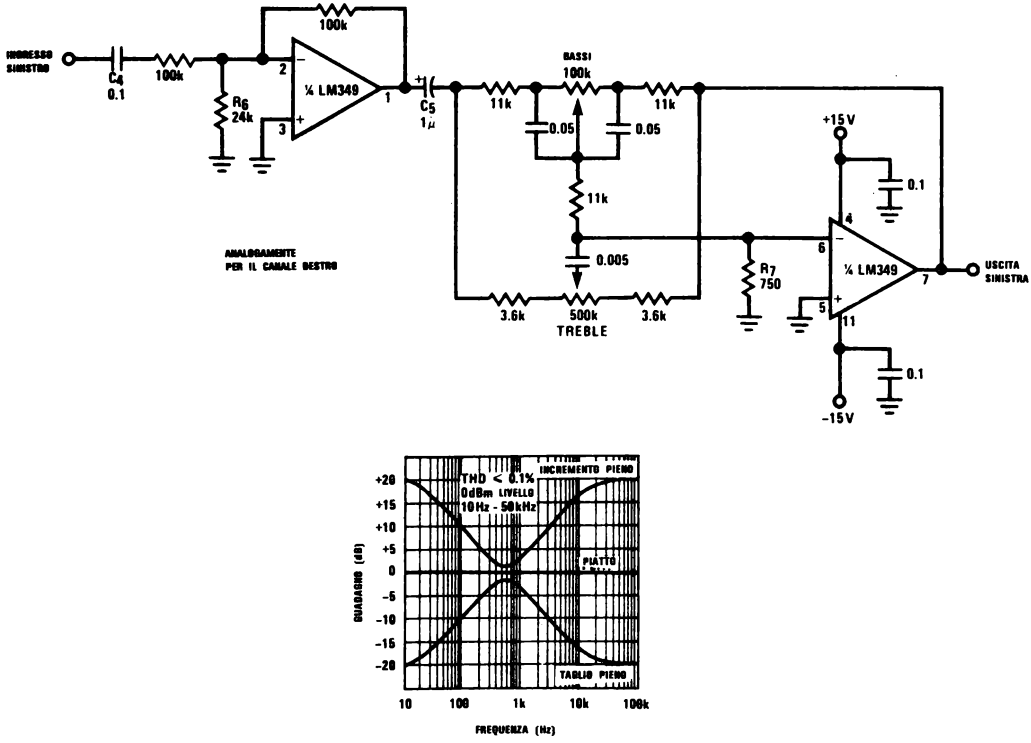
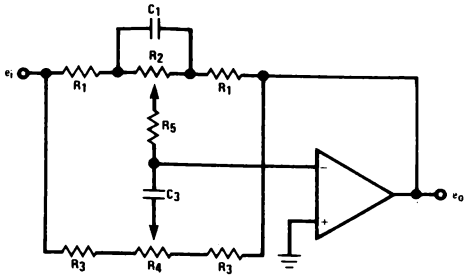


FIGURA 2.14.15 Tipico controllo di tono attivo (bassi e treble) con Buffer

Il condensatore C_o d'accoppiamento nella reazione è necessario per impedire che tensioni DC siano riportate alla rete di controllo di tono alzando la polarizzazione DC, e per assicurare inoltre una azione « silenziosa » del potenziometro eliminando cambi di livello DC sui condensatori, cambi che potrebbero causare « scricchiolii ».
La rete R_7-C_3 dà un'attenuazione d'ingresso alle alte frequenze per garantire la stabilità.
Per differenti alimentazioni bisogna come prima ricalcolare R_4, lasciando R_5 uguale a 240 kΩ.
Non è necessario modificare R_7 poiché il suo valore è determinato dalla impedenza equivalente d'ingresso alle alte frequenze vista dall'ingresso invertente (33 kΩ).



$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

$$f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$A_{VB} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

TREBLE

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

$$f_{HB} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_3 + 2R_5) C_3}$$

$$A_{VT} = 1 + \frac{R_1 + 2R_5}{R_3}$$

SI ASSUME $R_4 \gg R_1 + R_3 + 2R_5$

FIGURA 2.14.16 Un altro progetto per controllo attivo dei bassi

2.14.9 Controllo « mid-range » (banda centrale)

In un controllo di toni si ottiene una maggiore flessibilità se si aggiunge un controllo midrange che incrementa o attenua le frequenze centrali in modo simile ai controlli dei bassi o del treble.
La circuiteria del controllo midrange è presentata in fig. 2.14.18.
Tale controllo, come si può vedere, è una mescolanza di quello dei bassi e di quello del treble con la capacità ponte dei bassi e il condensatore sul cursore combinati insieme.
In effetti se il controllo dei bassi è un filtro passa basso e il controllo del treble è un filtro passa alto, allora il midrange è una combinazione di entrambi, ovvero un filtro passabanda.
Mentre la circuiteria addizionale sembra abbastanza semplice, non semplici sono la matematica e le equazioni di progetto relative.
Nel progetto del controllo dei bassi e degli alti di fig. 2.14.13 è ancora possibile includere gli effetti di carico del controllo dei bassi sul circuito del treble, realizzare alcune convenienti regole di progetto e ottenere equazioni utili. (Il controllo del treble carica in modo trascurabile il circuito dei bassi). Questo è possibile soprattutto perché le frequenze interessanti sono abbastanza lontane cosicché non interferiscono reciprocamente. Tale situazione non si verifica invece nel caso che sia presente anche il controllo midrange.
Due controlli caricano sensibilmente il terzo.
Le equazioni che si ottengono da una dettagliata analisi di fig. 2.14.18 sono così complesse da essere inutili ai fini del progetto.
Così, come spesso si verifica nell'ingegneria applicata, il progetto è completato empiricamente (ovvero per successivi tentativi ed errori).
Il circuito di fig. 2.14.18 dà le prestazioni mostrate sul grafico delle frequenze e dovrebbe essere ottimale per la maggior parte delle applicazioni.
Per coloro che sentono il bisogno di cambiare, possono essere utili le seguenti indicazioni:

1. Per aumentare (o diminuire) il guadagno midrange si diminuisca (o aumenti) R_6.

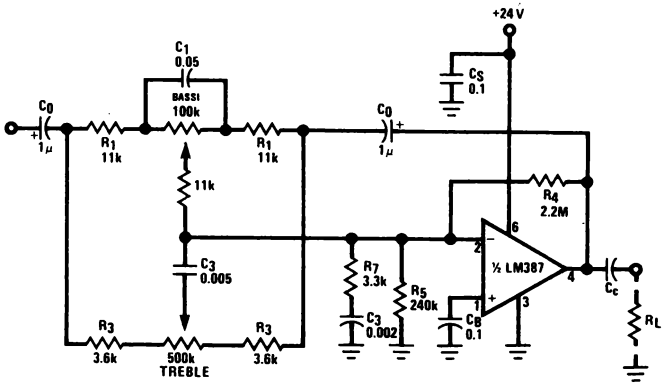


FIGURA 2.14.17 Controlli di tono reazionati, LM387

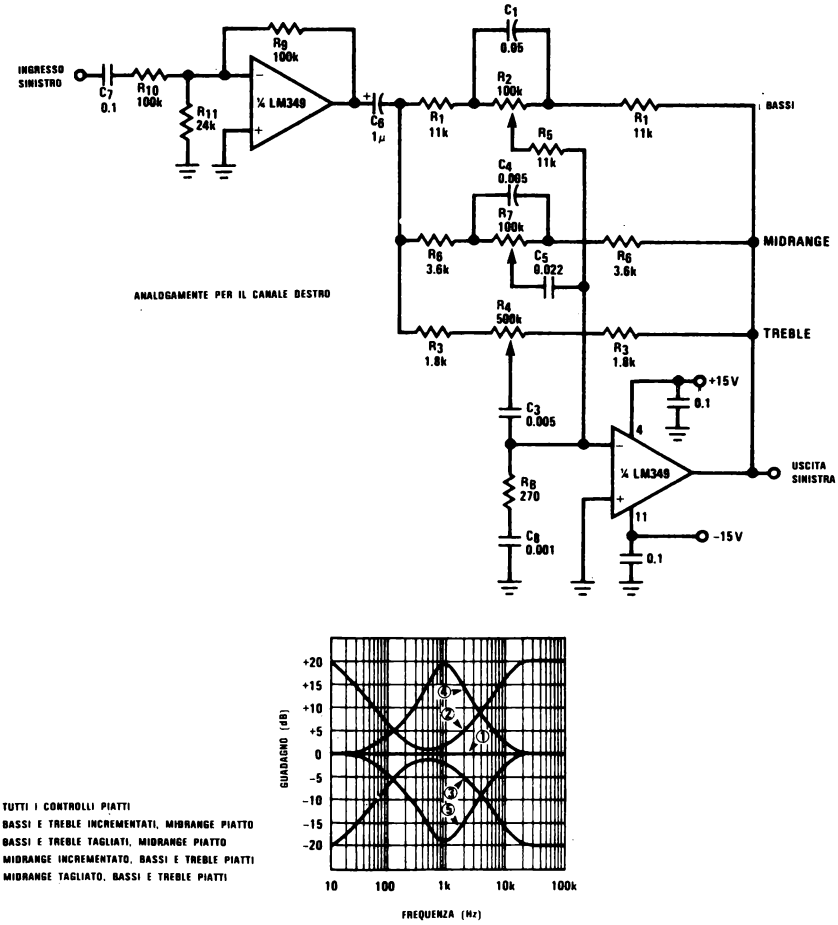


FIGURA 2.14.18 Controllo di tono attivo a tripla banda (bassi, midrange e treble)

Questo porterà anche il centro della banda più in alto (o più in basso) nelle frequenze. (Questa variazione ha un effetto minimo sul controllo dei bassi e degli alti).

2. Per spostare la frequenza centrale midrange (pur mantenendo il guadagno e con trascurabili variazioni nelle prestazioni dei bassi e degli alti), si modifichino sia C_5 che C_4, mantenendo però la relazione $C_5 \approx 5\,C_4$.
Incrementare (o diminuire) C_5 porterà ad una diminuzione (o incremento) della frequenza centrale.
La grandezza dello spostamento è circa uguale all'inverso del rapporto tra il condensatore nuovo e il vecchio.
Per esempio se il condensatore iniziale era C_5 e il vecchio centro era a f_o e se il nuovo condensatore è C_5^1 con una nuova frequenza di f_o^1, allora:

$$\frac{C_5^1}{C_5} \approx \frac{f_o}{f_o^1}$$

Per il resto della fig. 2.14.18 vale quanto già detto per la fig. 2.14.15.
Verrebbe ora la tentazione di aggiungere una quarta parte a questa circuiteria di controllo di tono.
È bene evitare questa aggiunta.
Tre sezioni in parallelo sembrano essere un limite realistico a quanto ci si può aspettare da un singolo blocco di guadagno.
Sopra le tre è meglio separare i controlli e usare un amp. op. separato per ogni controllo e sommare poi i risultati (v. il paragrafo 2.17 sull'equalizzazione per i dettagli).

Riferimenti bibliografici

1. Fletcher, H., and Munson, W.A., « Loudness, Its Definition, Measurement and Calculation », **J. Acoust Soc. Am.**, vol. 5, p. 82,, October 1933.
2. Baxandall, P. J., « Negative Feedback Tone Control - Independent Variation of Bass and Treble Without Switches, » **Wireless World**, vol. 58, no. 10, October 1952, p. 402.

2.15 FILTRI ANTI SCRATCH, RUMBLE E FILTRI PER IL PARLATO

2.15.1 Introduzione

Filtri attivi a guadagno infinito e a reazione multipla utilizzanti il LM 387 (o il LM 381) come elemento realizzano filtri audio semplici e a basso costo.
Due dei filtri più comuni su apparecchi audio sono lo SCRATCH (passa basso), che si usa per « ammazzare » il rumore eccessivo alle alte frequenze che compare come fischi, scricchiolii e botti derivanti da registrazioni vecchie e RUMBLE (passa alto) usato per tagliare il rumore alle basse frequenze associato con meccanismi di trasporto del nastro e del piatto ormai invecchiati.
Combinando le sezioni dei filtri passa alto e passa basso viene realizzato un filtro passabanda a larga banda ottenendone ad esempio uno che limiti la banda audio alle sole frequenze del parlato (300 Hz-3 kHz).

2.15.2 Definizione di ω_C e ω_o per filtri attivi a 2 poli

Quando si lavora con le equazioni dei filtri attivi si verifica una grande confusione per quanto riguarda la differenza tra ω_o e ω_C.
La frequenza centrale, f_o, è uguale a $\omega_o/2\pi$ ed ha senso parlarne solo per filtri passabanda.
Il termine ω_C e la sua frequenza associata f_C, è la frequenza di taglio (cutoff) di un filtro passa alto o passa basso definita come il punto al quale la grandezza della risposta è modificata di — 3 dB rispetto alla banda passante (ovvero 0,707 volte il valore della banda passante).
La figura 2.15.1 illustra i 2 casi per filtri a 2 poli
Confusione è anche creata attorno al concetto di « Q » nei filtri attivi a 2 poli passa alto o passa basso.
Le equazioni di progetto contengono Q che perciò deve essere determinato prima che il filtro possa essere realizzato.
Ma che significa questo?
Per filtri passabanda il significato di Q è chiaro: è il rapporto tra la frequenza centrale, f_o, e la banda — 3 dB.
Per filtri passa basso e passa alto Q ha significato solamente con riferimento alla ampiezza del picco a f_o e alla relazione tra la frequenza a — 3 dB e f_o.
La relazione che esiste tra ω_o e ω_C è data da:

Passa alto $$\omega_C = \frac{\omega_o}{\beta} \qquad (2.15.1)$$

Passa basso $$\omega_C = \beta\omega_o \qquad (2.15.2)$$

$$\beta = \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \qquad (2.15.3)$$

Viene per comodità riportata una tabella (2.15.1) che porta diversi valori di β per diversi valori di Q.
Si noti che $\omega_C = \omega_o$ solo nel caso di filtri di Butterworth (Q = 0,707).
Poiché i filtri di questo tipo sono caratterizzati da una risposta piatta al massimo (senza picchi come quelli di fig. 2.15.1) essi sono i più usati per sistemi audio.
È quindi possibile sostituire f_C al posto di f_o nelle equazioni di progetto dei filtri Butterworth e i risultati sperimentali confermano tali calcoli, seppure solo per questi filtri.
Si usano le equazioni (2.15.1), (2.15.3 (o le tabelle 2.15.1) con Q uguale semplicemente a 0,707.

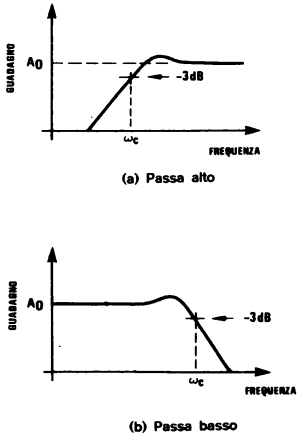


FIGURA 2.15.1 Definizione di ω_C per filtri passa alto e passabasso

TABELLA 2.15.1 ω_C funzione di Q

Q	ω_C Passa basso	ω_o Passa alto
0.707 *	$1.000\omega_o$	$1.000\omega_o$
1	$1.272\omega_o$	$0.786\omega_o$
2	$1.498\omega_o$	$0.668\omega_o$
3	$1.523\omega_o$	$0.657\omega_o$
4	$1.537\omega_o$	$0.651\omega_o$
5	$1.543\omega_o$	$0.648\omega_o$
10	$1.551\omega_o$	$0.645\omega_o$
100	$1.554\omega_o$	$0.644\omega_o$

* Butterworth

2.15.3 Progetto di filtri passa alto

In fig. 2.15.2 è mostrato un LM 387 in configurazione di filtro passa alto.
Per progettarlo si scelgono prima (v. paragrafo 2.8) R_2 e R_3 per avere una polarizzazione corretta; noto poi il guadagno della banda passante richiesto A_o, il Q e le frequenze di taglio f_C si calcolano come segue gli altri valori dei componenti.
Si calcola ω_o da $\omega_C = 2\pi f_C$ e Q utilizzando le equazioni (2.15.1) e (2.15.3) oppure la tabella (2.15.1).
Si pone $C_1 = C_3$.
Quindi:

$$C_1 = \frac{Q}{\omega_o R_2}(2A_o + 1) \qquad (2.15.4)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{A_o} \qquad (2.15.5)$$

$$R_1 = \frac{1}{Q\,\omega_o\,C_1\,(2A_o+1)} \qquad (2.15.6)$$

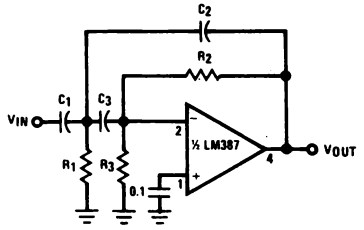


FIGURA 2.15.2 Filtro attivo passa alto con LM387

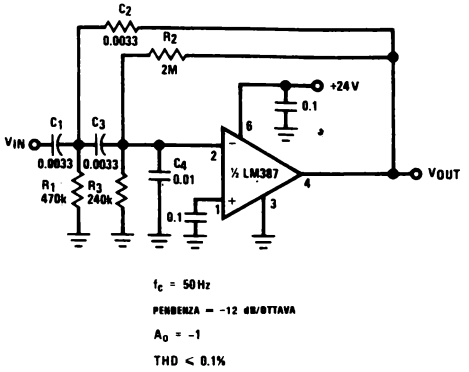


FIGURA 2.15.3 Filtro rumble realizzato con LM387

Esempio 2.15.1

Si progetti un filtro attivo a 2 poli passa alto da usarsi come filtro RUMBLE. Guadagno della banda passante $A_o = 1$, $Q = 0{,}707$ (Butterworth) e frequenza di taglio $f_C = 50$ Hz. Alimentazione $V_S = + 24$ V.

Soluzione

1. Si sceglie $R_3 = 240$ k.
2. Dal paragrafo 2.8:

$$R_2 = \left(\frac{V_S}{2{,}6'} - 1\right) R_3 = \left(\frac{24}{2{,}6} - 1\right) 240\text{ k} = 1{,}98 \times 10^6$$

   Si prende $R_2 = 2$ M.
3. Poiché $Q = 0{,}707$, $\omega_o = \omega_C = \pi f_C$ (v. tabella 2.15.1.
4. Si prende $C_1 = C_3$.
5. Dall'equazione (2.15.4):

$$C_1 = \frac{(0{,}707)\,(2+1)}{(2\pi)\,(50)\,(2\times10^6)} = 3{,}38 \times 10^{-9}$$

   Si ha $C_1 = C_3 = 0{,}003$ µF.
6. Dall'equazione (2.15.5):

$$C_2 = \frac{C_1}{(1)} = C_1 = 0{,}0033\ \mu F$$

7. Dall'equazione (2.15.6):

$$R_1 = \frac{1}{(0{,}707)\,(2\pi)\,(50)\,(0{,}0033\times10^{-6})\,(2+1)} = 45{,}5 \times 10^4$$

   Si prende $R_1 = 470$ k

Il progetto finale è riportato in fig. 2.15.3.
Per controlli e tarature è utile l'equazione (2.15.7)

$$f_C = \frac{1}{2\pi C_1 \sqrt{R_1 R_2}} \qquad (2.15.7)$$

Il condensatore $C_4 = 0{,}01$ è stato inserito per assicurare la stabilità alle alte frequenze in progetti a guadagno unitario (richiesto per $A_o \leqslant 10$).

2.15.4 Progetto di filtri passa basso

Un LM 387 in configurazione di passa basso è presentato in fig. 2.15.4.
Il procedimento da seguire per progettarlo è quasi l'opposto di quello per il caso del passa alto, poiché la resistenza di polarizzazione R_4 è scelta per ultima.
Noti A_o, Q e f_C si procede calcolando, attraverso l'equazione (2.15.8), una costante K.

$$K = \frac{1}{4\,Q^2\,(A_o+1)} \qquad (2.15.8)$$

Si sceglie per C_1 un valore arbitrario.
Si pone quindi $C_2 = K\,C_1$.
Si calcola ω_o da $\omega_C = 2\pi f_C$ e Q, utilizzando le equazioni (2.15.1) e (2.15.3) oppure la tabella (2.15.1).
Si ottiene:

$$R_2 = \frac{1}{2\,Q\,\omega_o\,C_1\,K} \qquad (2.15.10)$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_o+1} \qquad (2.15.11)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{A_o} \qquad (2.15.12)$$

$$R_4 = \frac{R_2+R_3}{\left(\frac{V_S}{2{,}6} - 1\right)} \qquad (2.15.13)$$

Esempio 2.15.2

Si progetti un filtro attivo passa basso a 2 poli da utilizzare come filtro SCRATCH.
Guadagno della banda passante $A_o=1$, $Q=0{,}707$ (Butterworth) e frequenza di taglio $f_C=10$ kHz. Alimentazione $= +24$ V.

Soluzione

1. Dell'equazione (2.15.8):

$$K = \frac{1}{(4)\,(0{,}707)^2\,(1+1)} = 0{,}25$$

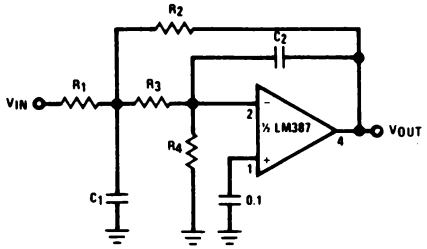


FIGURA 2.15.4 Filtro attivo passa basso con LM387

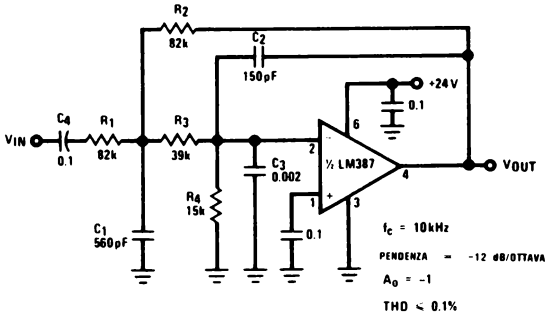


FIGURA 2.15.5 Filtro Scratch realizzato con LM387

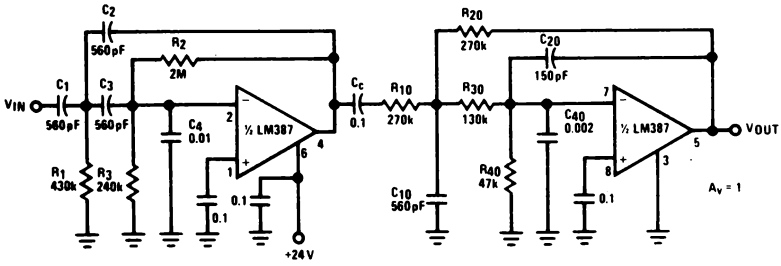


FIGURA 2.15.6 Filtro per parlato (banda passante 300Hz-3kHz)

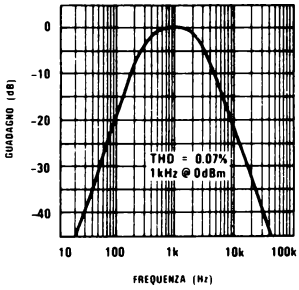


FIGURA 2.15.7 Risposta in frequenza del filtro per parlato

2. Si sceglie arbitrariamente $C_1 = 560$ pF.
3. Dall'equazione (2.15.9):
   $C_2 = K\,C_1 = (0{,}25)\,(560\text{ pF}) = 140$ pF
   Si prende $C_2 = 150$ pF.
4. Poiché $Q = 0{,}707$, $\omega_o = \omega_C = 2\,f_C$ (v. tabella 2.15.1).
5. Dall'equazione (2.15.10):
   $$R_2 = \frac{1}{(2)(0{,}707)(2\pi)(10\text{ kHz})(560\text{ pF})(0{,}25)} = 80{,}4\text{ k}$$
   Si ha $R_2 = 82$ k.
6. Dall'equazione (2.15.11):
   $$R_3 = \frac{82\text{ k}}{2} = 41\text{ k}$$
   Si ha $R_3 = 39$ k.
7. Dall'equazione (2.15.12):
   $$R_1 = \frac{R_2}{1} = R_2 = 82\text{ k}$$
8. Dall'equazione (2.15.13):
   $$R_4 = \frac{82\text{ k} + 39\text{ k}}{\left(\dfrac{24}{2{,}6} - 1\right)} = 14{,}7\text{ k}$$
   Si prende $R_4 = 15$ k.

Il progetto completo (fig. 2.15.5) comprende un condensatore C_3 per la stabilità e un condensatore C_4 di taglio sull'ingresso.
Collaudi e tarature possono essere aiutati dalla equazione (2.15.14).

$$f_o = \frac{Q}{\pi\,C_1}\sqrt{\frac{A_o + 1}{R_2\,R_3}} \qquad (2.15.14)$$

2.15.5 Filtri per il parlato

Un filtro per il parlato, consistente di un filtro passa alto (paragrafo 2.15.2) in cascata con un passa basso (paragrafo 2.15.3), viene mostrato in fig. 2.15.6; la sua risposta in frequenza è presentata in fig. 2.15.7.
Le frequenze di taglio sono a 300 Hz e 3 kHz con una pendenza di — 40 dB/decade, al di fuori degli spigoli 3 dB.
Il THD misurato è di 0,07%, con un segnale 0 dBm di 1 kHz.

Il rumore totale all'uscita con l'ingresso cortocircuitato è di 150 μV ed è dovuto principalmente al rumore termico delle resistenze, per cui si ha il rapporto S/N = 74 dBm.
L'insieme del filtro si presenta molto compatto perché il preamplificatore doppio LM 387 è contenuto in un minidip a 8 piedini.

2.16 FILTRI ATTIVI PASSABANDA

Filtri attivi passabanda di banda stretta non richiedono una cascata di sezioni passa alto e passa basso come descritto in 2.15.4.
Un filtro passabanda con un singolo amp (LM 387, fig. 2.16.1) è in grado di dare $\alpha \leqslant 10$ per applicazioni a bassa distorsione in frequenze audio. L'ampio prodotto guadagno-banda (20 MHz) e il grande guadagno ad anello aperto (104 dB) permettono prestazioni ad alta frequenza e bassa distorsione non ottenibili con amp. op. convenzionali. Se si incomincia con i dati richiesti f_o, A_o e Q il progetto è immediato.
Si comincia scegliendo R_3 e R_4 (secondo il paragrafo 2.8) all'infuori che si usa 24 kΩ come limite massimo di R_4 (invece che 240 kΩ). Questo rende minimi gli effetti di carico del LM 387 per progetti ad alto Q.
Si pone $C_1 = C_2$ e quindi:

$$R_1 = \frac{R_3}{2 A_o} \qquad (2.16.1)$$

$$C_1 = \frac{Q}{A_o \omega_o R_1} \qquad (2.16.2)$$

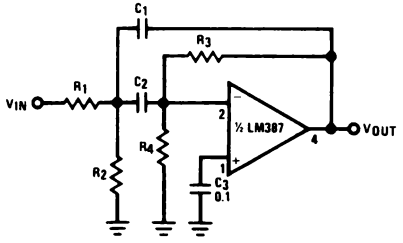


FIGURA 2.16.1 Filtro attivo passa banda con LM387

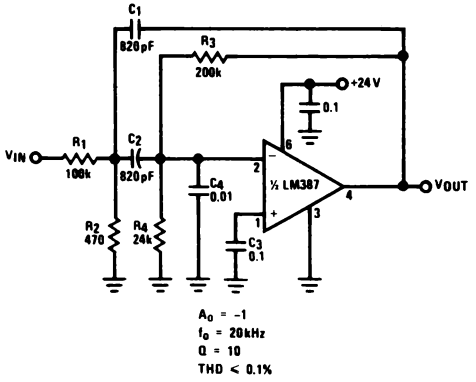


FIGURA 2.16.2 Filtro attivo passabanda da 20kH,

$$R_2 = \frac{Q}{(2 Q^2 - A_o)\, \omega_o C_1} \qquad (2.16.3)$$

Per il controllo e la taratura si usano:

$$A_o = \frac{R_3}{2 R_1} \qquad (2.16.4)$$

$$f_o = \frac{1}{2 \pi C_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} \qquad (2.16.5)$$

$$Q = \frac{1}{2} \omega_o R_3 C_1 \qquad (2.16.6)$$

Esempio 2.16.1

Si progetti un filtro attivo passabanda a 2 poli con una frequenza centrale f_o = 20 kHz, guadagno a metà banda A_o = 1 e una larghezza di banda di 2000 Hz.
Si usa una sola alimentazione V_S = 24 V.

Soluzione

1. $Q = \frac{\Delta f_o}{BW} = \frac{20\ \text{kHz}}{2000\ \text{Hz}} = 10, \quad \omega_o = 2 \pi f_o$
2. Si pone R_4 = 24 kΩ.
3. $R_3 = \left(\frac{V_S}{2{,}6} - 1\right) R_4 = \left(\frac{24}{2{,}6} - 1\right) 24\ \text{k} =$
   $= 1{,}98 \times 10^{15}$
   Si ha R_3 = 200 k.
4. Dall'equazione (2.16.1):
   $R_1 = \frac{R_3}{2 A_o} = \frac{200\ \text{k}}{2} = 100\ \text{k}$
   R_1 = 100 k
5. Sia $C_1 = C_2$, allora dall'equazione (2.16.2):
   $C_1 = \frac{Q}{A_o \omega_o R_1} = \frac{10}{(1)(2\pi)(20\ \text{k})(1\text{x}10^5)} = 796\ \text{pF}$
   Si prenda C_1 = 820 μF
6. Dall'equazione (2.16.3):
   $R_2 = \frac{Q}{(2 Q^2 - A_o)\, \omega_o C_1} =$
   $= \frac{10}{[(2)(10)^2 - 1]\,(2\pi)(20\ \text{k})(820\ \text{pF})} = 488\ \Omega$
   Si ha R_2 = 470 Ω.

Il progetto finale è riportato in fig. 2.16.2. Si usa il condensatore C_3 per tenere a terra AC l'ingresso positivo (si può farlo uguale a 0,1 μF in tutti i progetti).
Il condensatore C_4 di shunt sull'ingresso viene incluso per la stabilità, poiché il guadagno del progetto è minore di 10.

2.17 EQUALIZZATORE D'OTTAVA

Un equalizzatore d'ottava offre all'utilizzatore parecchie bande di controllo di tono, separate da un'ottava ciascuna con regolazioni indipendenti. È progettato per compensare ogni caratteristica indesiderata di un sistema audio, frequenza-ampiezza o frequenza-fase.
Il controllo di tono midrange descritto nel para-

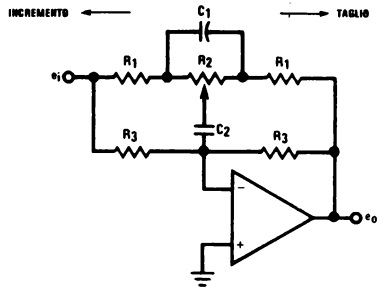


FIGURA 2.17.1 Tipica sezione di un equalizzatore di ottava

grafo 2.17 può essere usato separatamente per realizzare un conveniente equalizzatore di ottava a dieci bande.
Le equazioni di progetto derivano da una dettagliata analisi della fig. 2.17.1, in cui ne è presentata una sezione tipica.
Le resistenze R_3 sono state aggiunte per portare le correnti di polarizzazione DC all'ingresso negativo e per dare guadagno unitario alle basse frequenze.
Tale circuito è particolarmente indicato per la applicazione come equalizzatore poiché permette un insieme unico di risultati a seconda della posizione del cursore di R_2.
Con R_2 nella posizione « piatta » (cioè centrata) il circuito diventa un « passa-tutto » (all-pass) con guadagno unitario.
Muovendo R_2 per incrementare al massimo si ottiene una caratteristica di passa banda mentre se si mette R_2 in posizione di taglio completo si ottiene un filtro a reiezione di banda (NOTCH).
Se si scrive la funzione di trasferimento per la fig. 2.17.1, nella sua forma generale, per il massimo incremento (si suppone solo che $R_3 \gg R_1$) si ottiene l'equazione 2.17.1.

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{S^2 + \left[\dfrac{2 R_1 R_2 C_1 + R_3 (R_1 + R_2) C_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}\right] S + \dfrac{2 R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}{S^2 + \left[\dfrac{(R_1 + R_2) C_2 + 2 R_2 C_1 + R_3 C_2}{R_2 R_3 C_1 C_2}\right] S + \dfrac{2 R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \qquad (2.17.1)$$

L'equazione (2.17.1) assomiglia all'equazione (2.17.2):

$$\frac{e_o}{e_i} = -\frac{S^2 + 2 k\rho\, \omega_o S + \omega_o^2}{S^2 + 2 \rho\, \omega_o S + \omega_o^2} \qquad (2.17.2)$$

in cui: $Q = \dfrac{1}{2 f}$, A_o = guadagno $\omega f_o = V$,
$\omega_o = 2 \pi f_o$

Dall'eguaglianza dei coefficienti si ricavano le equazioni (2.17.3)÷(2.17.5):

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2 R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \qquad (2.17.3)$$

$$A_o = -\frac{2 R_1 R_2 C_1 + R_3 (R_1 + R_2) C_2}{2 R_1 R_2 C_1 + R_1 (R_2 + R_3) C_2} \qquad (2.17.4)$$

$$Q = \sqrt{\frac{2 R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \left(\frac{R_2 R_3 C_1 C_2}{(R_1 + R_2)(C_2 + 2 R_2 C_1 + R_3 C_2)} \right) \qquad (2.17.5)$$

Al fine di rendere utilizzabili queste equazioni è necessario esaminare i requisiti richiesti a un equalizzatore completo.
Per normali utilizzi amatoriali è ragionevole un ± 12 dB di incremento/taglio che richiede solo un modesto guadagno in banda passante.
Poiché poi i filtri saranno centrati a un'ottava di distanza in frequenza, non si rivela necessario un grande Q (va benissimo Q = 1÷2).
Si desidera invece un ripple in banda passante (con tutti i filtri al massimo) minore di 3 dB.
L'esame dell'equazione (2.17.5), al fine di ottimizzare il rapporto C_1/C_2 per massimizzare conversamente Q, rivela essere una buona scelta il porre $C_1 = 10\ C_2$.
Una ulteriore buona regola di progetto è fare $R_3 = 10\ R_2$ poiché R_3 non è necessaria alla sezione filtro.
L'applicazione di queste regole alle equazioni (2.17.3)÷(2.17.5) dà alcuni utili risultati:

$$\omega_o = 2 \pi f_o = \frac{1}{10 R_2 C_2} \sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}} \qquad (2.17.6)$$

$$A_o = 1 + \frac{R_2}{3 R_1} \qquad (2.17.7)$$

$$Q = \sqrt{\frac{2 R_1 + R_2}{9{,}61\ R_1}} \qquad (2.17.8)$$

Riscrivendo (2.17.7) e (2.17.8) si ottiene:

$$R_2 = 3 (A_o - 1) R_1 \qquad (2.17.9)$$

$$R_2 = (9{,}61\ Q^2 - 2) R_1 \qquad (2.17.10)$$

La combinazione di (2.17.9) e (2.17.10) dà:

$$A_o = \left(\frac{9{,}61\ Q^2 - 2}{3} \right) + 1 \qquad (2.17.11)$$

Dall'equazione (2.17.11) si vede che il guadagno e Q sono intimamente correlati e che un valore grande del guadagno porta a un valore grande di Q e viceversa.
Le equazioni (2.17.9) e (2.17.10) mostrano che R_1 e R_2 non sono indipendenti, il che significa che scelta una delle due arbitrariamente, l'altra (noti A_o e/o Q) è determinata.

Progetto

1. Si sceglie $R_2 = 100$ k.
2. $R_3 = 10\ R_2 = 10\ (100\ \text{k})$
   $R_3 = 1$ M
3. Si pone $A_o = 12$ dB = 4 V/V e dall'equazione (2.17.9):

$$R_1 = \frac{R_2}{3 (A_o - 1)} = 3 \frac{100\ \text{k}}{3 (4 - 1)} = 1{,}11 \times 10^4$$

   Si prende $R_1 = 10$ k.
4. Si verifica il Q dell'equazione (2.17.8):

$$Q = \sqrt{\frac{2 (10\ \text{k}) + 100\ \text{k}}{(9{,}61)(10\ \text{k})}}$$

$Q = 1{,}12$ che è un valore soddisfacente.

5. Si calcola C_2 dall'equazione (2.17.6) e si pone $C_1 = 10\,C_2$:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o (10\,R_2)}\sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o (10)(100\text{ k})}\sqrt{2 + \frac{100\text{ k}}{10\text{ k}}}$$

$$C_2 = \frac{5{,}513 \times 10^{-7}}{f_o}$$

In tabella 2.17.1 si riportano alcuni valori usuali di C_1 e C_2 con riferimento alla frequenza f_o.

TABELLA 2.17.1

f_o (Hz)	C_1	C_2
32	0.18μF	0.018μF
64	0.1μF	0.01μF
125	0.047μF	0.0047μF
250	0.022μF	0.0022μF
500	0.012μF	0.0012μF
1k	0.0056μF	560pF
2k	0.0027μF	270pF
4k	0.0015μK	150pF
8k	680pF	68pF
16k	360pF	36pF

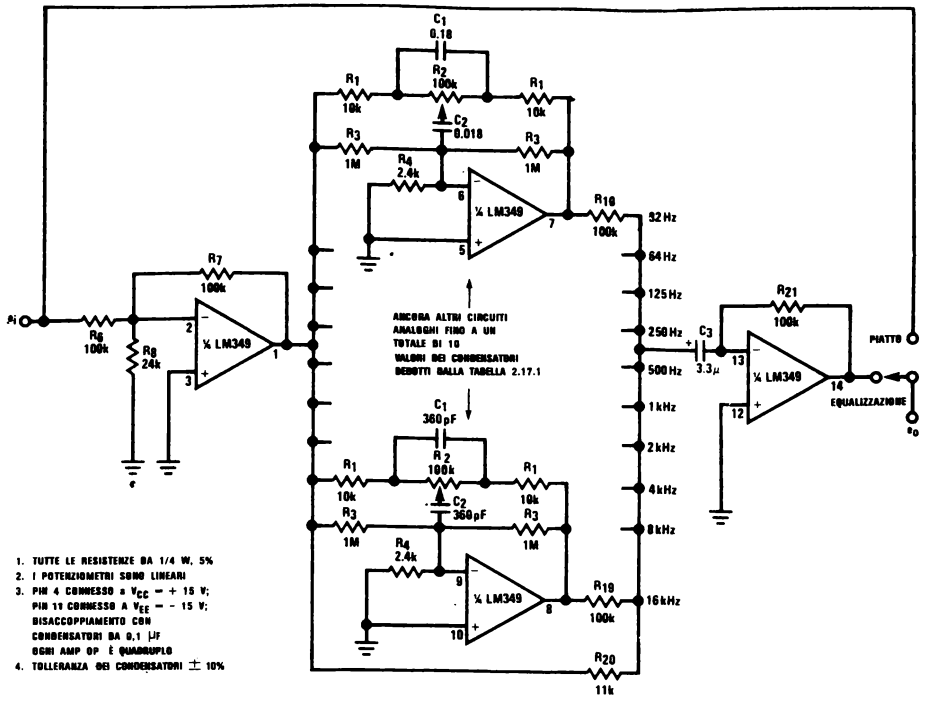


FIGURA 2.17.2 Equalizzatore d'ottava a 10 bande

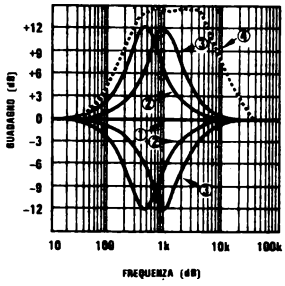


FIGURA 2.17.3 Tipica risposta in frequenza di un equalizzatore

Il progetto completo è riportato in fig. 2.17.2.
Benché sembri complicato in realtà non è altro che una struttura fatta di bocchi che si ripetono. Utilizzando un amplificatore quadruplo il tutto è realizzato con solo 3 circuiti integrati.
La fig. 2.17.2 è valida per un canale e deve essere raddoppiata per un sistema stereo.
L'amplif. disaccoppiatore d'ingresso pilota con una bassa impedenza di sorgente l'equalizzatore e offre una grande impedenza d'ingresso al preamplificatore.
La resistenza R_8 è necessaria per la stabilizzazione del LM 349, pur mantenendo nel frattempo il suo veloce slew-rate (2 V/μs).
L'uscita dell'amplif. è a guadagno unitario, il sommatore invertente è usato per sommare di nuovo le ottave di frequenza equalizzate.
Un aspetto del circuito di somma che può sembrare strano è che il segnale originale è sottratto dalla somma attraverso R_{20}.
(Viene sottratto, anziché sommato, perché ogni sezione equalizzatrice inverte il segnale all'uscita del buffer e R_{20} invece lascia il segnale non invertito).
Questa sottrazione serve a mantenere unitario il guadagno del sistema.
Senza di essa l'uscita sarebbe 10 volte più grande dell'ingresso, ovvero un ingresso di 1 V con tutti i potenziometri piatti darebbe 1 V all'uscita di ogni equalizzatore, e quindi per somma 10 V. Attraverso R_{20} di valore tale che il segnale d'ingresso è moltiplicato per 9 prima della sottrazione, l'uscita ridiventa 10 V — 9 V = 1 V ovvero si ha un guadagno unitario.
Per motivi di stabilità si aggiunge a ogni sezione la resistenza R_4.

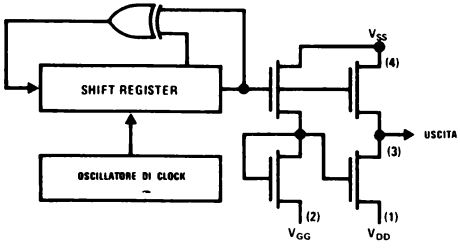


FIGURA 2.17.4 Generatore di rumore MM5837

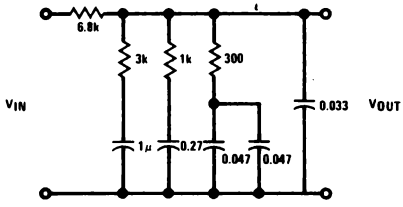


FIGURA 2.17.5 Filtro passivo —3dB/ottava

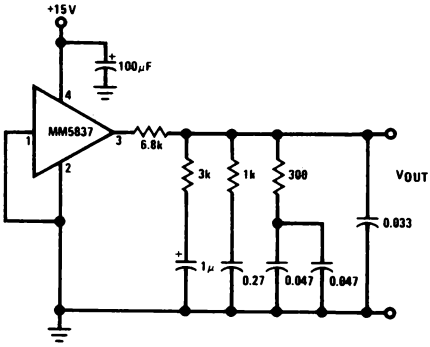


FIGURA 2.17.6 Generatore di rumore Pink

Il condensatore C_3 minimizza la possibilità che si presentino all'uscita grandi tensioni DC di offset.
Se il generatore di segnale ha un livello DC è allora necessario un condensatore all'ingresso (0,1 μF) e in modo del tutto simile se il carico ha un livello DC è necessario un condensatore alla uscita.
Con questo equalizzatore d'ottava a dieci bande è possibile riprodurre praticamente ogni risposta in frequenza immaginabile.
In fig. 2.17.3 sono riprodotti alcuni casi particolari.

2.17.1 Generatore di rumore « pink » (rosa)

Una volta che un equalizzatore sia stato inserito in un sistema musicale sorge il problema della sua migliore utilizzazione.
Il modo più ovvio è quello di utilizzarlo come una unità di supercontrollo di tono, in cui il controllo è ora esteso dai soliti 2 o 3 controlli fino a 10 (o perfino 30 se si usano equalizzatori a 1/3 d'ottava).
Se questo approccio è il più utile e i risultati sono del tutto in grado di riprodurre un ambiente « vivo », rimane purtuttavia in molti il desiderio di avere in qualche modo la possibilità di controllare l'equalizzazione del campo d'ascolto senza dover ricorrere all'uso di costosi (e complicati) analizzatori di spettro o realt-time.
Il primo passo nella realizzazione di uno strumento autonomo d'equalizzazione di un ambiente è il progetto di un generatore di rumore PINK (Rosa) da utilizzare come sorgente controllata di rumore nello spettro audio.
Con l'ingresso della media scala d'integrazione e della tecnologia digitale MOS è abbastanza facile realizzare un generatore di rumore PINK utilizzando un solo IC e pochi componenti passivi.
La sorgente digitale di rumore MM5837 è un generatore di frequenza pseudocasuale MOS/MSI progettato per dare un segnale di rumore bianco a larga banda per applicazioni audio.
A differenza delle tradizionali sorgenti di rumore di giunzione dei semiconduttori il MM5837 dà una

qualità e ampiezza d'uscita del rumore molto uniformi.
Originalmente progettato per applicazioni a organi elettronici e sintetizzatori esso può essere pari pari applicato all'equalizzatore di ambienti.
La fig. 2.17.4 mostra un diagramma a blocchi dello schema circuitale del MM5837.
La sua uscita è rumore bianco a larga banda.
Vediamo prima di procedere la differenza tra questi due disturbi.
Il rumore bianco è caratterizzato da un aumento di +3 dB in ampiezza, per ottava di frequenze (energia uguale per costante larghezza di banda).
Il rumore rosa ha invece una risposta in ampiezza piatta per ottave di frequenze (energia costante per ottava).
Il rumore rosa ammette una correlazione tra i successivi stadi equalizzatori d'ottava assicurandosi che la stessa tensione è usata ogni volta come riferimento standard.
Un solo filtro —3 dB/ottava è richiesto per ottenere rumore rosa da una sorgente di rumore bianco.
Se una reattanza capacitiva varia di —6 dB/ottava, come si fa ad ottenere una pendenza minore di —6 dB/ottava?
Questo è possibile mettendo in cascata parecchi stadi di compensazione dei ritardi cosicché gli zeri di uno stadio cancellano parzialmente i poli dello stadio successivo, ecc.
Tale rete è riportata in fig. 2.17.5 e presenta una caratteristica di —3 dB/ottava (± 1/4 dB) da 10 Hz a 40 kHz.
In fig. 2.17.6 è presentato un generatore completo di rumore PINK che dà una distribuzione spettrale piatta sulla banda audio da 20 Hz a 20 kHz.
Al piedino 3 c'è la sequenza d'impulsi casuali di 11,5 V_{pp} che deve essere attenuata dal filtro.
L'uscita reale è un rumore rosa 1 V_{p-p} AC su un livello DC di 8,5 V.

2.17.12 Strumento equalizzatore d'ambiente

Per uno strumento equalizzatore d'ambiente è richiesta una sezione equalizzatrice differente da quella già descritta nel paragrafo precedente.
La differenza consiste nel fatto che ogni sezione deve lasciare passare solo la sua banda di frequenza, ovvero non è accettabile la caratteristica 2.17.2 a larga banda passante.
Questo perché utilizzando tale strumento tutte le bande eccetto una vengono fermate e in questa condizione il rumore rosa passa attraverso l'unico filtro rimasto e deve passare solo tale ottava di rumore.
Il rumore filtrato è passato all'amp. di potenza e riprodotto nell'ambiente attraverso l'altoparlante.
Un microfono con risposta piatta nella banda di frequenze audio (ma non calibrato) viene usato per raccogliere il rumore in qualche punto centrale d'ascolto.
L'ingresso del microfono è amplificato e usato per pilotare un Vu-meter in cui un certo livello è arbitrariamente stabilito attraverso il potenziometro del filtro corrispondente.
Questa sezione del filtro è poi esclusa e ne è inserita un'altra. Il suo potenziometro è tarato affinché il VU-meter legga lo stesso valore di prima.
Di volta in volta è inserita, tarata e infine esclusa ogni sezione del filtro finché si sono passate tutte e 10 le ottave.
L'intero processo dura circa 2 minuti. Al termine la risposta dell'ambiente sarà stata equalizzata piatta per ogni ottava di frequenza.
È poi una questione di preferenza personale scegliere tra l'avere l'estremo alto attenuato come è comune, o avere l'estremo basso incrementato.
Viene così permessa una grande ampiezza sperimentale poiché è assai facile tornare indietro a una posizione nota (piatta). È poi assai facile correggere eventuali alterazioni ambientali. (Tende, tappeti, mobili, posizione degli altoparlanti).
Poiché tutte le tarature sono effettuate in modo relativo l'una rispetto all'altra, si elimina quindi la necessità di costosi microfoni calibrati.
Andranno bene quasi tutti quei microfoni che abbiano una risposta in frequenza piatta.
Per applicazioni stereo si richiede (schema a blocchi 2.17.7a) uno strumento a 2 canali.
Le figg. 2.17.7b e c mostrano tipiche inserzioni di equalizzatori dall'interno di sistemi già esistenti.
Mentre ogni filtro passabanda può essere usato come sezione del filtro, la configurazione a reazione multipla e guadagno infinito della fig. 2.17.8 è scelta per i suoi bassi valori di sensitività.
Riportiamo le equazioni di progetto:

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_o A_o C_1} \qquad (2.17.12)$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - A_o)\, 2\pi f_o C_1} \qquad (2.17.13)$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_o C_1} \qquad (2.17.14)$$

$$A_o = \frac{R_3}{2R_1} \qquad (2.17.15)$$

$$Q = \pi f_o C_1 R_3 \qquad (2.17.16)$$

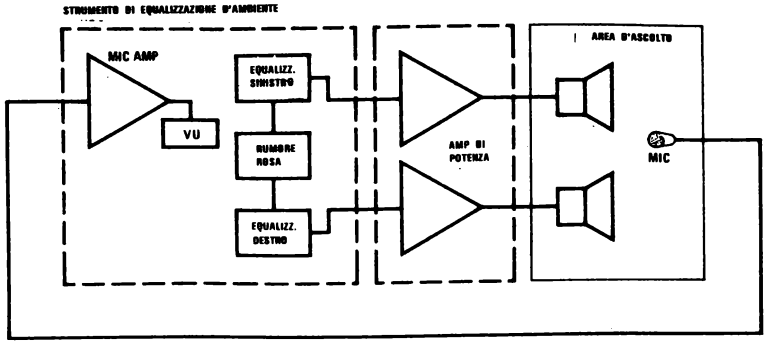
$$f_o = \frac{1}{2\pi C_1}\sqrt{\frac{R_1+R_2}{R_1 R_2 R_3}} \qquad (2.17.17)$$

Progetto

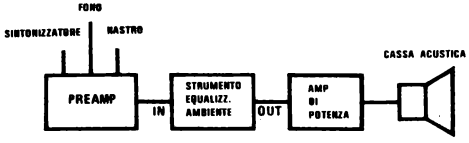
1. Si prende $A_o = 4$ (12 dB) e $Q = 2$.
2. Si sceglie R_1 a seconda della resistenza d'ingresso voluta. (Si noti che l'impedenza d'ingresso totale è $(R_1 + R_2)/10$ poiché ci sono 10 sezioni in parallelo).
   Sia $R_1 = 120$ k.
3. Si calcola R_2 dalle equazioni (2.17.13) e (2.17.12):

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - A_o)\, 2\pi f_o C_1} = \frac{Q}{[2(2)^2 - 4]\, 2\pi f_o C_1}$$

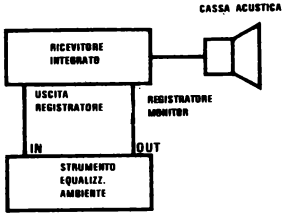
$$= \frac{Q}{(4)\, 2\pi f_o C_1} = \frac{Q}{2\pi f_o A_o C_1} = R_1$$



(a) Applicazione stereo



(b) Aggiunta di uno strumento di equilizz. al sistema



(c) Aggiunta di uno strumento di equilizz. al sistema ricevitore

FIGURA 2.17.7 Tipica applicazione di strumento equalizzatore

$R_2 = R_1 = 120$ k

4. Si calcola R_3 dall'equazione (2.17.15).
   $R_3 = 2 A_o R_1 = 8 R_1 = 8 (120 \text{ k}) = 960$ k
   Si prende $R_3 = 1$ M.
5. Si calcola C_1 dall'equazione (2.17.12):

$$C_1 = \frac{Q}{2 \pi f_o A_o R_1} = \frac{2}{(2 \pi f_o)(4)(120 \text{ k})}$$

$$C_1 = \frac{6{,}63 \times 10^{-7}}{f_o}$$

Di seguito vengono riportati (tabella 2.17.12) alcuni valori standard di C_1 in funzione di f_o.

TABELLA 2.17.2

f_o (Hz)	C_1
32	0.022μF
64	0.011μF
125	0.0056μF
250	0.0027μF
500	0.0015μF
1k	680pF
2k	330pF
4k	160pF
8k	82pF
16k	43pF

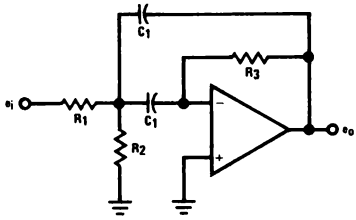


FIGURA 2.17.8 Sezione di filtro passa banda

Lo schema completo dello strumento equalizzatore d'ambiente è riportato in fig. 2.17.9.
Il disaccoppiatore d'ingresso e il sommatore di uscita sono simili a quelli di fig. 2.17.2 con però alcune importanti differenze.
Il buffer d'ingresso agisce come un attenuatore attivo con un quadagno di 0,25 e il sommatore d'uscita ha un guadagno variabile in funzione della posizione del cursore.
Lo scopo di tutto questo è di mantenere unitario il guadagno attraverso il sistema che è in realtà solo un attenuatore (visto che il guadagno di ogni sezione del filtro è fissato e la uscita è presa sui potenziometri).
Si ottiene il risultato di un effetto incremento/attenuazione intorno al punto di mezzo del trimmer con guadagno unitario.
Questo si può vedere se si considera una sezione del filtro e se si lascia uguale a 1 l'ingresso del sistema.

FIGURA 2.17.9 Strumento di equalizzazione d'ambiente

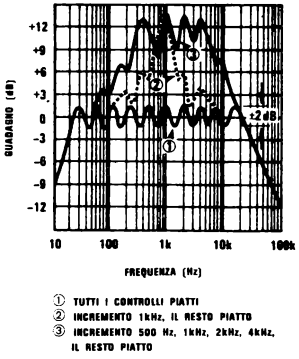


FIGURA 2.17.10 Tipica risposta in frequenza di un equalizzatore d'ambiente

L'uscita del buffer sarà a 0,25 V e l'uscita del filtro al massimo del potenziometro R_6 sarà ancora 1 V ($A_o = 4$).
Il guadagno del sommatore è dato da $R_{17}/R_7 \approx 4$ quando il cursore di R_6 è al massimo.
Cosicché l'uscita sarà uguale a 4 V, ovvero di +12 dB relativamente all'ingresso.
Con il cursore a metà la resistenza R_7 (4,7 k) all'ingresso del sommatore è effettivamente in parallelo con R_6 (1/2) per dare una resistenza totale del cursore a massa di 4,7 k||10 k = 3,2 k.
La tensione al massimo del trimmer è attenuata dal partitore di tensione di 10 kΩ (dalla parte più alta al cursore) e di 3,2 kΩ (dal cursore a terra). Tale tensione è all'incirca uguale a 0,25 ed è moltiplicata per 4 dal sommatore per una tensio-

ne finale all'uscita di 1 V, ovvero con 0 dB rispetto all'ingresso.
Con il cursore al minimo non c'è uscita da questa sezione ma l'azione delle code dei filtri adiacenti tende a dare un taglio di —1 dB rispetto all'ingresso.
Così il risultato netto è un effetto di ± 12 dB di incremento e taglio da un sistema di sola attenuazione.
Il generatore di rumore rosa (fig. 2.17.6) è incluso come sorgente di rumore per ogni sezione del filtro solo quando l'interruttore S_1 (3 posizioni, 4 SECTION WAFER) è nella posizione « EQUALIZZAZIONE ».
La potenza è tolta al generatore di rumore rosa durante le operazioni normali cosicché il rumore non è riportato sulle alimentazioni.
L'interruttore S_2 collocato in ogni sezione del filtro è usato per mettere a massa l'ingresso durante l'operazione di equalizzazione.
Per il microfono che pilota il VU-meter si usa come amplificatore un preamplificatore doppio LM 381 a basso rumore.
Il secondo canale è aggiunto duplicando pari pari il circuito di fig. 2.17.9, con esclusione del generatore di rumore rosa che è usato da entrambi i canali.

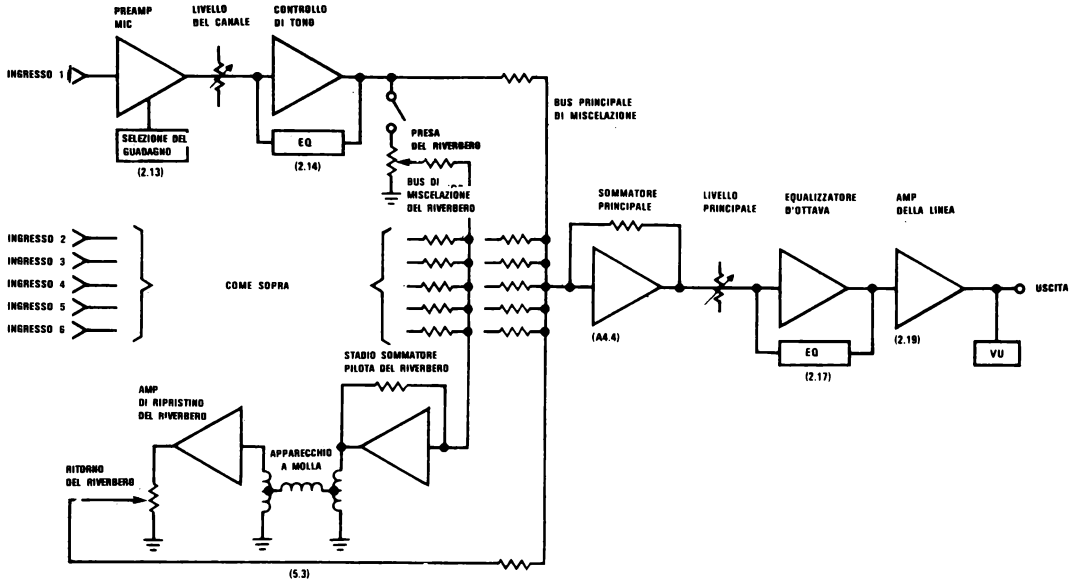


FIGURA 2.18.1 Consolle di miscelazione per microfoni 6 ingressi - una uscita (i dettagli di progetto sono riportati nei paragrafi indicati in parentesi)

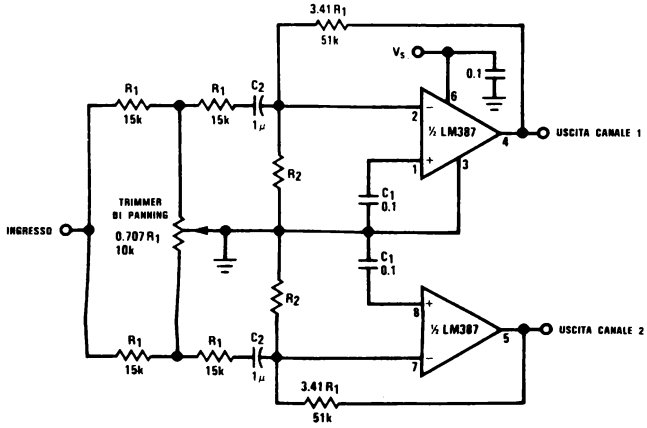


FIGURA 2.18.2 Circuito di Panning a 2 canali

In fig. 2.17.10 è presentata una tipica risposta in frequenza ottenibile.
Benché il sistema sembri complicato, un completo strumento a 2 canali è poi realizzato con soli 8 IC (6 LM 347, 1 LM 381 e 1 MM 5837).
Per una discussione dettagliata riguardo alle equalizzazioni dell'ambiente viene riportata di seguito una utile bibliografia.

Riferimenti bibliografici

1. Davis, D., « Facts & Fallacies on Detailed Sound System Equalization, » **AUDIO** reprint available from ALTEC, Anaheim, California.
2. Eargle, J., « Equalization in the Home, » **AUDIO**, vol. 57, no. 11, November 1973, pp. 54-62.
3. Eargle, J., « Equalizing the Monitoring Environment,» **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 1, no. 2, March 1973, pp. 103-107.
4. Engebretson, M. E., « One-Third Octave Equalization Techniques and Recommended Practices », Technical Letter No. 232, ALTEC, Anaheim, California.
5. Heinz, H. K., « Equalization Simplified, » **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 22, no. 9, November 1974, pp. 700-703.
6. Queen, D., « Equalization of Sound Reinforcement Systems, » **AUDIO**, vol. 56, no. 11, November 1972, pp. 18-26.
7. Thurmond, G. R., « A Self-Contained Instrument for Sound-System Equalization, » **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 22, no. 9, November 1974, pp. 695-699.

2.18 MISCELATORI (Mixer)

2.18.1 Introduzione

Un apparecchio per miscelare i microfoni (miscelatore = mixer) è un accessorio che è utilizzato per combinare le uscite di numerosi microfoni in una (o più) uscite che portano ad apparecchi di registrazione o ad altoparlanti.
Vanno dal semplice quattro ingressi — una uscita con la sola regolazione del volume — alle sofisticatissime unità di controllo a sedici canali, uscita multipla, che includono elaborate possibilità di equalizzazione, riverbero selettivo del canale, prese esterne, oscillatori di test, panning multicanali, miscelatore automatico con memoria e richiamo, VU meter indipendenti, orologi digitali e spesso perfino una seggiola per il regista.
Benché sembrino complesse e misteriose le unità di miscelazione sono più che altro ripetitive e modulari, essendo costruite con moduli standard che sono ripetuti più volte.

2.18.2 Miscelatore sei ingressi - una uscita

Una dettagliata analisi di tutti gli aspetti della progettazione di miscelatori non è certo tra gli scopi di questo libro, tuttavia, per introdurre il metodo di progetto, si mostra in fig. 2.18.1 il diagramma a blocchi di un tipico miscelatore 6 : 1.
Al di sotto di ogni blocco è messo tra parentesi, per facilitare i riferimenti, il numero del paragrafo che dà i dettagli del progetto.
I controlli del tono e del livello sono presenti per ogni ingresso del microfono, insieme con possibilità di riverbero.
I sei canali sono tutti sommati insieme con l'uscita del riverbero attraverso l'amplificatore principale di somma e passati quindi, attraverso il controllo di livello principale, all'equalizzatore di ottava.
L'uscita della sezione equalizzatrice pilota un amplificatore, il controllo essendo fatto attraverso un VU-meter.
Per l'espansione del sistema a un qualunque numero di ingressi si richiede solo l'aggiunta di moduli d'ingresso con il limite costituito dalla capacità di pilotare correnti dell'amp. sommatore. (Tale amp. deve essere in grado di dare e accettare la somma di tutti gli amplificatori d'ingresso che sono posti nel nodo somma. Per esempio, dati 10 amplificatori, ognuno pilota una resistenza d'ingresso (al sommatore) di 10 kΩ, alla massima tensione di 5 V_{RMS}.
L'amplificatore sommatore perciò deve poter sopportare 5 mA. Per espandere il numero dei canali, d'uscita, si richiede l'aggiunta di linee somma parallele e amplificatori, ognuna con livello separato, equalizzatore e possibilità VU.
Si possono poi aggiungere anche altre possibilità (oscillatore di controllo, generatore di rumore rosa, panning, ecc.) a seconda delle esigenze.

2.18.3 Circuito panning a 2 canali

La capacità di spostare la posizione apparente dell'ingresso di un microfono tra 2 canali d'uscita viene spesso richiesta negli apparecchi di miscelazione per registrazioni professionali. Tale circuito è detto di PANNING (abbreviazione per circuito a controllo panoramico) o trimmer di panning (pan-pot).
Il panning è il modo con cui i tecnici maneggiano per raccogliere il suono del vostro pianista favorito, facendolo « fluttuare » da un lato all'altro del palcoscenico.
All'uscita di un circuito panning si richiede di avere guadagno unitario a ogni estremo dell'escursione del trimmer. (Tutti i segnali disponibili a un canale d'uscita con l'altra uscita a zero) e — 3 dB di uscita da ogni canale con il potenziometro di panning al centro.
Normalmente un panning richiede circuiti di controllo strettamente uniti ma strutturati in modo opposto, tuttavia il circuito mostrato in fig. 2.18.3 dà un panning sfumato e preciso utilizzando un unico potenziometro lineare.
Con il trimmer nell'uno o nell'altro estremo la resistenza effettiva d'ingresso è di 3,41 R_1 (v. appendice A3.1) e il guadagno è unitario.
Con il trimmer al centro si ha una resistenza reale d'ingresso uguale per entrambi i lati a 4,83 R_1 e i 2 guadagni valgono — 3 dB.
Utilizzando resistenze standard col 5% secondo la fig. 2.18.2 sono possibili variazioni del guadagno entro 0,4 dB; sostituendo R_1 con valori 1% (ovvero resistenze di ingresso uguali a 14,3 kΩ e resistenze di reazione uguali a 48,7 kΩ) si ottengono precisioni nel guadagno migliori di 0,1 dB.
La resistenza di polarizzazione R_2 è scelta, come nel paragrafo 2.8, in funzione dell'alimentazione.
Il condensatore C_1 serve a disaccoppiare l'ingresso positivo, mentre C_2 impedisce spostamenti nel livello d'uscita DC causati da variazioni nell'impedenza d'ingresso.

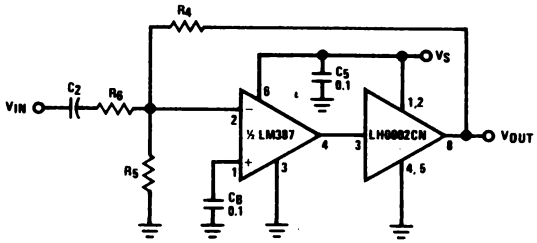


FIGURA 2.19.1 Incremento della corrente di un Preamp

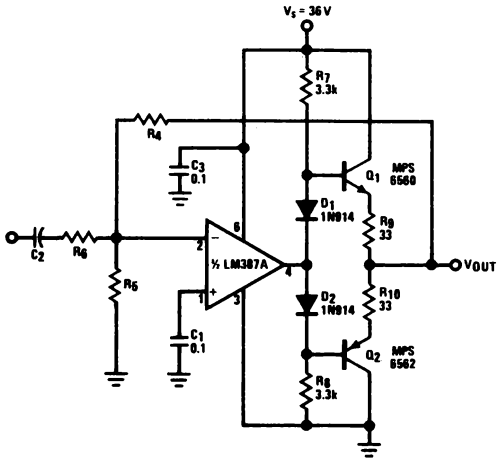


FIGURA 2.19.2 Progetto discreto per incrementare la corrente

2.19 LINEE A BASSA IMPEDENZA

La capacità di pilotaggio e la corrente d'uscita di un preamplificatore possono essere aumentate, se si deve pilotare linee a bassa impedenza, aggiungendo un amplificatore di corrente LH0002 CN internamente all'anello di reazione (fig. 2.9.1). Le equazioni di polarizzazione e guadagno rimangono invariate e sono scelte secondo quanto detto nel paragrafo 2.8.
La corrente d'uscita è aumentata a un massimo di ± 100 mA, permettendo così a un LM 387 di pilotare una linea di 620 Ω a un pieno 24 dBm, lavorando con alimentazione di + 36 V.
L'inserzione del LH0002C aggiunge meno di 10 gradi di spostamento di fase, a 15 MHz, non modificando perciò apprezzabilmente la stabilità del LM 387 ($A_V \geqslant 10$).
Prestazioni confrontabili, per sistemi dove il numero delle parti non sia essenziale, possono essere ottenute con il circuito (a) di fig. 2.19.2.
Tipiche misure mostrano una larghezza di banda di 10-200 kHz con uscita di + 20 dBm, con THD @ 1 kHz uguale a 0,01% che sale a 0,1% @ 20 kHz.
Prima del taglio (clipping) si può ottenere un massimo livello d'uscita di + 23 dBm.

2.20 SWITCHING AUDIO PRIVO DI RUMORE

2.20.1 Commutazione (switching) attiva

Mentre i prezzi degli interruttori meccanici continuano a crescere, il costo degli « interruttori » a stato solido è sceso al punto in cui sono ormai « cost effective ».
Mettendo l'interruttore sul circuito stampato invece che sul pannello frontale sono minimizzati il « cross-talk » e il ronzio raccolti, mentre contemporaneamente si sostituiscono i complessi assemblaggi dei pannelli.
Il gate di trasmissione CMOS è di gran lunga il più economico interruttore a stato solido oggi esistente, ma ha il difetto di dare spikes al transitorio, come del resto tuti gli interruttori analogici. I picchi di accensione/spegnimento durano solo poche centinaia di nanosecondi ma sono di alcuni volt, e possono quindi sovraccaricare gli stadi audio successivi causando prevedibili scoppiettii.
Questi picchi sono causati dall'accoppiamento del driver dell'interruttore al carico attraverso la capacità del primo.
Aumentando i tempi di transizione del driver si minimizza il fenomeno, poiché si riduce la cor-

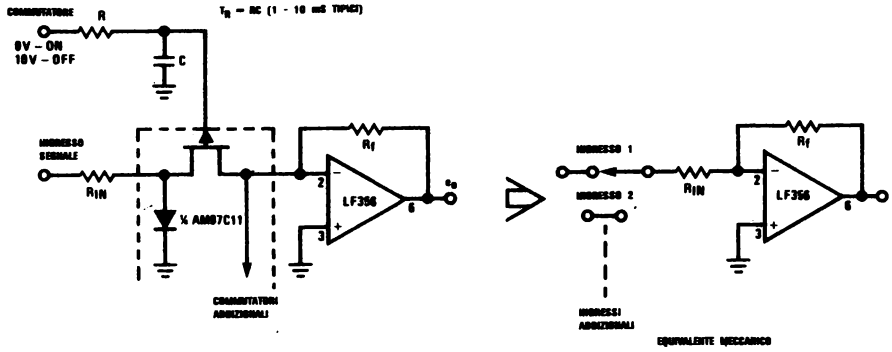


FIGURA 2.20.1 Commutatore « pulito » Current Mode

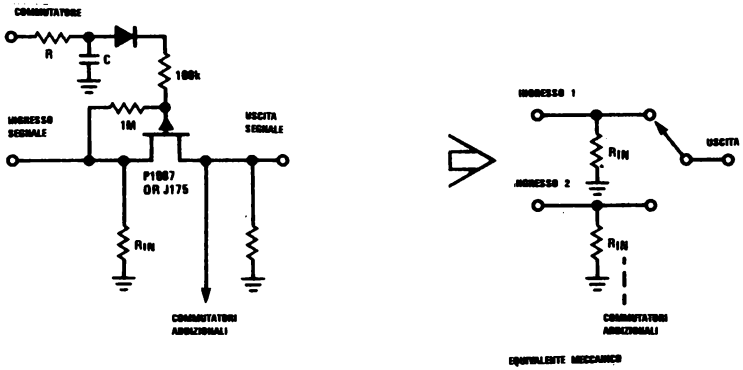


FIGURA 2.20.2 Un commutatore pulito Voltage Mode

rente del transitorio attraverso la capacità dell'interruttore.
Sfortunatamente le porte di trasmissione CMOS non hanno i driver disponibili, e sono quindi poco attraenti per un uso audio.
Interruttori analogici « current mode » a JFET discreti e monolitici come il AM97C11 hanno disponibile l'ingresso dell'elemento di switch.
È quindi possibile adattare il tempo di transizione del driver a ogni valore, rendendo quindi fattibile uno « switching » audio privo di rumore.
Gli interruttori analogici « current mode » abbisognano solo di una semplice resistenza serie e di un condensatore a massa tra lo switch FET e il driver (fig. 2.10.1).
Al posto di interruttori quadrupli « current mode » si possono usare JFET discreti; oppure essi possono essere usati come interruttori « voltage mode » con risparmio dell'amp. ma con la spesa aggiuntiva di resistenze supplementari e di un diodo.
I tempi di salita del driver, (v. figure), nel range di 1 ÷ 10 ms danno picchi di accoppiamento di pochi mV, quando siano usati con impedenze tipiche dei circuiti audio.

2.20.2 Commutatori meccanici

Un interruttore meccanico comune per circuiti audio prevede un semplice interruttore collocato dopo un condensatore di accoppiamento (figura 2.20.3).
Per un transitorio esente da scoppiettii è necessario aggiungere una resistenza a massa R_l.
Senza R_l la tensione sul condensatore tende a fluttuare e si posiziona improvvisamente quando è ripristinato il contatto.
R_l tiene a terra il piedino libero del condensatore ed elimina così tale problema.

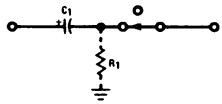
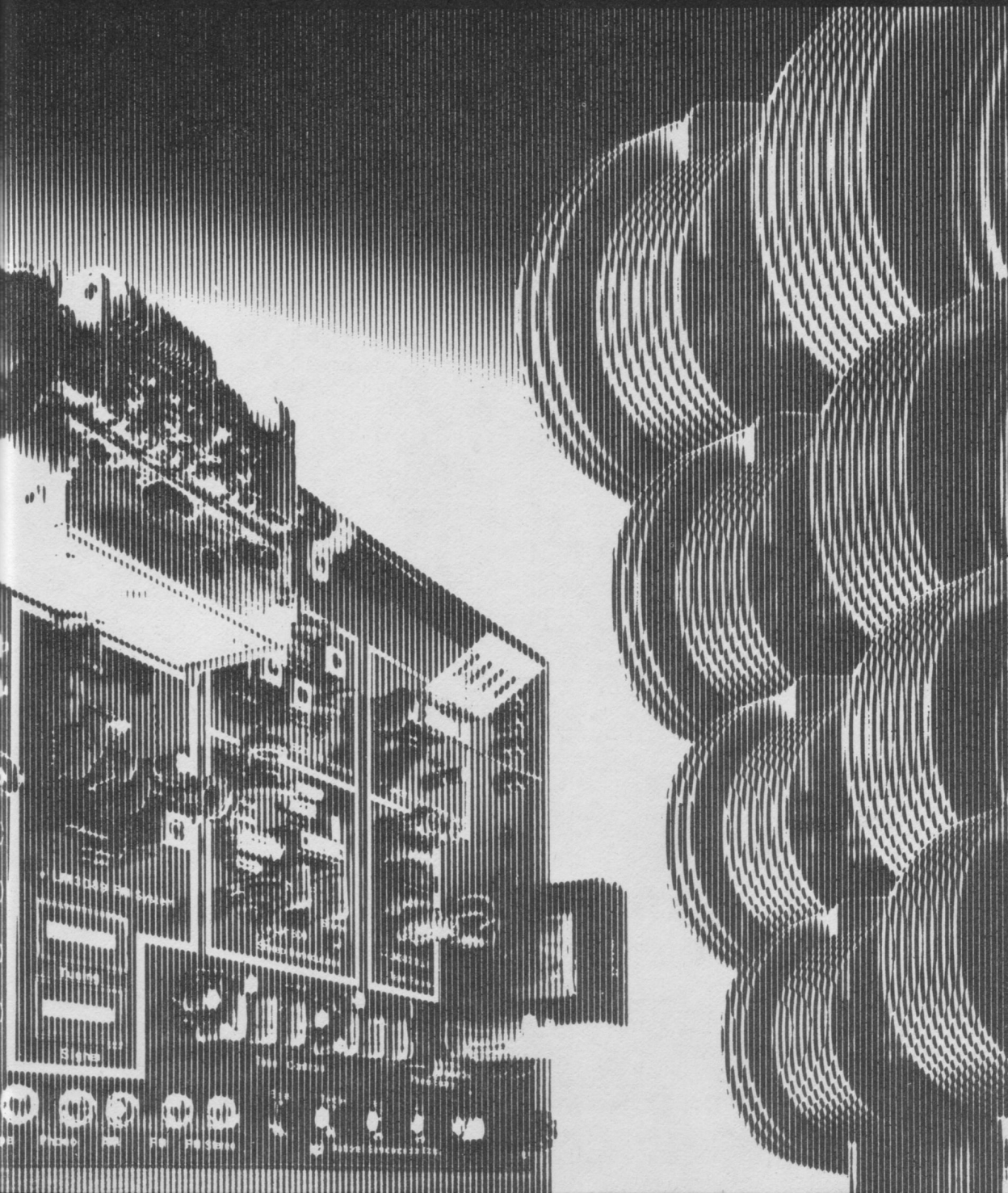


FIGURA 2.20.3 Condensatore con resistenza di Pull-Down

CAPITOLO 3.0
AM-FM e Stereo FM



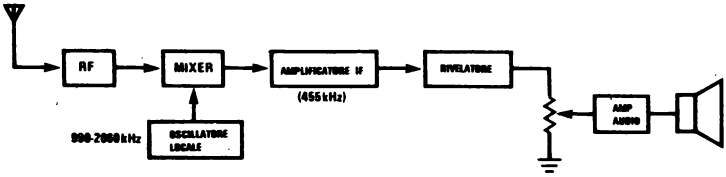


FIGURA 3.1.1 Radio a supereterodina

3.1 RADIO A.M.

3.1.1 Introduzione

Quasi in forma esclusiva il circuito a supereterodina regna incontrastato nei progetti di radio A.M.
Tale circuito (fig. 3.1.1) converte il segnale in arrivo (da 535 kHz a 160 kHz) in una frequenza intermedia, di solito 262,5 Hz o 455 kHz la quale è poi di nuovo amplificata e rivelata al fine di dare un segnale audio che è infine ulteriormente amplificato per pilotare un altoparlante.
Altri tipi di circuiti sono quello sintonizzato RF (TUNED RF, TRF) e quello rigenerativo.
Nel circuito RF accordato il segnale entrante è amplificato a un livello relativamente alto da un amplificatore a circuito accordato (« tuned ») e quindi demodulato.
Una retroazione positiva controllata è usata nel ricevitore a rigenerazione per aumentare il Q e il guadagno del circuito con un numero di componenti relativamente basso ottenendo prestazioni soddisfacenti a un costo non elevato.
Sia il circuito TRF che quello rigenerativo sono stati usati per radio AM ma in genere hanno un utilizzo ristretto al mondo degli apparecchi di poco prezzo.

3.1.2 Conversione del campo elettrico presente in una antenna in tensione d'ingresso al circuito

Con riferimento alla fig. 3.1.1 l'antenna converte i segnali entranti in energia elettrica.
La maggior parte delle radioline da tasca e da tavolo utilizzano antenne a ferrite mentre gli apparecchi radio per auto sono progettati per lavorare con antenne capacitive a stilo.

Antenne avvolte su ferrite

Il circuito equivalente di antenne a nucleo di ferrite è riportato in fig. 3.1.2. Di seguito diamo alcune definizioni:

L = induttanza dell'antenna
C = capacità del condensatore di tuning più le capacità disperse (20-150 pF tipici)
N_o = rapporto di spire dell'antenna, primario/secondario
R_{IN} = impedenza d'ingresso del circuito
R_p = resistenza equivalente parallelo delle perdite (funzione soprattutto del materiale costituente il nucleo)
R_L = resistenza equivalente di carico
V_{IN} = tensione (volt) applicata al circuito
V_{ID} = tensione indotta nell'antenna
V_T = tensione trasferita attraverso la cassa
Q_U = Q non caricato dell'avvolgimento
Q_L = Q caricato del circuito dell'antenna
H_{eff} = altezza efficace dell'antenna (in m.)
E = intensità del campo in volt/metro

Le equazioni necessarie per il progetto sono:

$$Q_U = \frac{R_p}{X_L} \qquad (3.1.1)$$

$$Q_L = \frac{R_p \| R_L}{X_L} = \frac{R_T}{X_L} \qquad (3.1.2)$$

$$R_L = N_o^2 R_{IN} \qquad (3.1.3)$$

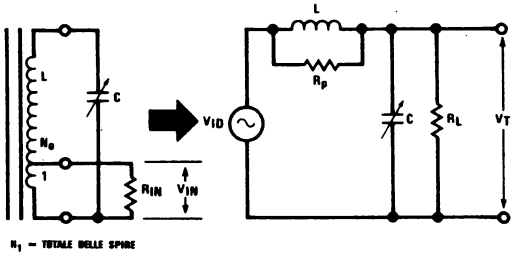


FIGURA 3.1.2 Circuito equivalente di una antenna ad asta di ferrite

$$V_T = Q_L V_{ID} \qquad (3.1.4)$$

$$V_{ID} = H_{eff} E \qquad (3.1.5)$$

$$V_{IN} = \frac{V_T}{N_o} \qquad (3.1.6)$$

L'altezza efficace dell'antenna è una funzione complessa della geometria del nucleo e delle spire ma può anche essere approssimata da:

$$H_{eff} \approx \frac{2\pi \mu_r N_1 A}{\lambda} \qquad (3.1.7)$$

In cui: N_l = numero totale di spire
μ_r = permeabilità relativa della sbarretta dell'antenna
A = area della sezione della sbarra
λ = lunghezza d'onda del segnale ricevuto.

$$= \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{\text{freq. (Hz)}}$$

La tensione di rumore è calcolata dalla resistenza totale equivalente Thevenin del carico, $R_T = R_P \| R_L$, utilizzando l'equazione (3.1.8).

$$e_n = \sqrt{4\,K\,T\,\Delta f\,R_T} \qquad (3.1.8)$$

in cui: Δf = lunghezza di banda a 3 dB della IF
T = temperatura in °K
K = costante di Boltzmann
= $1{,}38 \times 10^{-23}$ Joules/°K

Il rapporto segnale/rumore nel circuito dell'antenna può essere così espresso (equaz. 3.1.9):

$$S/N = \frac{V_T m}{e_n} = \frac{Q_L\,H_{eff}\,E\,m}{\sqrt{4\,K\,T\,\Delta f\,R_T}} \qquad (3.1.9)$$

in cui m = indice di modulazione.

Esempio 3.1.1

Si determinino il rapporto spire N_o, il numero totale delle spire N_l, l'altezza efficace H_{eff} e l'impedenza che vengono richieste per un'antenna avvolta attorno a una sbarretta di caratteristiche date, progettata per adattarsi a una impedenza di ingresso di 1 kΩ.
Si calcoli la tensione d'ingresso del circuito che si ottiene da una intensità di campo di 100 μV/m con 20 dB di S/N.
Si assume un condensatore di tuning di 15-365 pF alla frequenza d'ingresso di 1 MHz.

Dati:

R_{IN} = 1 kΩ	f_o = 1 MHz
E = 100 μV/m	diametro sbarretta = 1,5 cm
S/N = 20 dB	μ_r = 65 (lungh. sbarr. = 19 cm)
C = 100 pF	m = 0,3
Q_u = 200	Δf = 10 kHz

Si calcoli L, N_o, H_{eff}, N_l, V_{IN}.

1. Poiché il circuito è accordato, ovvero alla risonanza, allora $X_L = X_C$, cioè:

$$L = \frac{1}{C\,(2\pi f_o)^2} = \frac{1}{100\text{ pF}\,(2\pi \times 1 \times 10^6)^2}$$
$$= 2.53 \times 10^{-4} \text{ H}$$
$$L \approx 250\ \mu\text{H}$$

2. Dall'equazione (3.1.1):
$R_p = Q_u X_L = 200 \times 2\pi \times 1$ MHz $\times$ 250 μH
$R_p \approx 314$ k

3. In condizioni di adattamento, dall'equazione (3.1.3):
$R_p = R_L = N_o^2 R_{IN}$

$$N_o = \sqrt{\frac{R_p}{R_{IN}}} = \sqrt{\frac{314\text{ k}}{1\text{ k}}} = 17{,}7$$
$$N_o \approx 18:1$$

4. Dalle equazioni (3.1.1) e (3.1.2):

$$Q_L = \frac{R_p \| R_L}{X_L} = \frac{R_p}{2\,X_L} = \frac{Q_u}{2} \text{ poiché } R_p = R_L$$
$$Q_L = 100$$

5. Risistemando l'equazione (3.1.9) e risolvendo rispetto a H_{eff}:

$$H_{eff} = \frac{S/N\sqrt{4\,K\,T\,\Delta f\,R_T}}{Q_L\,E\,m}$$
$$= \frac{10\sqrt{(4)\,(1{,}38 \times 10^{-23})\,(300)\,(10\text{ kHz})\,(157\text{ k})}}{(100)\,(100\ \mu\text{V/m})\,(0{,}3)}$$
$$= 1{,}7 \text{ cm}$$

6. Risistemando l'equazione (3.1.7) e risolvendo rispetto a N_l:

$$N_l = \frac{H_{eff}\,\lambda}{2\,\pi\,\mu_r\,A}$$
$$= \frac{(0{,}017\text{ m})\,(3 \times 10^8\text{ m/sec})}{(2\pi)\,(65)\,(1 \times 10^6\text{ Hz})\,(\pi)\,(7{,}5 \times 10^{-3}\text{m})^2} = 70{,}7$$
$$N_l \approx 71 \text{ spire}$$

7. Dall'equazione (3.1.5):
$V_{ID} = H_{eff}\,E$
$= 0{,}017$ m 100 μV/m
$V_{ID} = 1{,}7$ μV

8. Si trova V_T dall'equazione (3.1.4):
$V_T = Q_L\,V_{ID}$
$= 100 \times 1{,}7$ μV
$V_T = 170$ μV

9. Utilizzando l'equazione (3.1.6) si trova V_{IN}:

$$V_{IN} = \frac{V_T}{N_o} = \frac{170\ \mu\text{V}}{18}$$
$$V_{IN} = 9{,}4\ \mu\text{V}$$

Antenne capacitive per automobili

Una antenna radio capacitiva per automobili può essere analizzata in modo analogo a quella avvolta.
La fig. 3.1.3 mostra il circuito equivalente di tale antenna.
C_1 è la capacità della sbarra verticale rispetto al piano di terra orizzontale, mentre C_2 è la capacità del cavo schermato che connette l'antenna alla radio.
Per ottenere un'uscita di segnale utile tale capacità è accordata con una induttanza L. R_L è formata dalle perdite nell'induttanza e dalla resistenza d'ingresso della radio.
Il segnale che appare allo stadio d'ingresso della radio è una funzione dell'intensità del campo:

$$V_T = V_{ID}\,Q_L\,\frac{C_1}{C_T} \qquad (3.1.10)$$

in cui: V_{ID} è definito dalla (3.1.5)
Q_L è definito dalla (3.1.2)
$C_T = C_1 + C_2$

Come per le antenne a sbarretta di ferrite, il rapporto segnale/rumore è dato da:

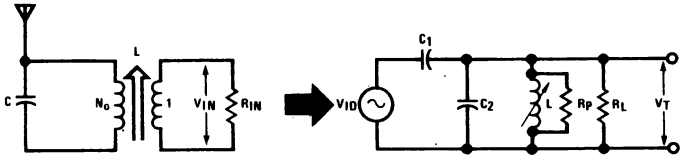


FIGURA 3.1.3 Circuito equivalente di un'antenna capacitiva per auto

$$S/N = \frac{H_{eff}\, E\, m\, Q_L\, (C_1/C_T)}{\sqrt{4\, K\, T\, \Delta f\, Q_L\, X_{CT}}}$$

L'altezza efficace di un'antenna capacitiva a stilo verticale si può dimostrare essere:

$$H_{eff} \approx \frac{h}{2}$$

in cui h = altezza in metri dell'antenna.

Esempio 3.1.2

Allo scopo di realizzare un confronto si calcoli la tensione d'ingresso al circuito V_{IN} per una antenna d'automobile che lavora inserita nello stesso campo dell'esempio precedente, si suppone la stessa impedenza d'ingresso del circuito (1 kΩ) e si calcoli il risultante S/N.

Si utilizzino i dati per una tipica antenna per autoradio di 1 metro (2 sezioni).

Dati: $R_{IN} = 1\ k\Omega$ $\quad \Delta f = 10$ kHz
$E = 100\ \mu V/m$ $\quad C_1 = 10$ pF
$Q_L = 80$ $\quad C_T = 90$ pF
$f_o = 1$ MHz $\quad m = 0{,}3$

Si calcoli S/N, N_o, V_{IN}.

1. Dall'equazione (3.1.12) si ottiene H_{eff} e si risolve per ottenere X_{CT}:

$$H_{eff} = \frac{h}{2} = 0{,}5\ m$$

$$X_{CT} = \frac{1}{2\pi f C_T} = \frac{1}{2\pi \times 1\ MHz \times 90\ pF}$$

$$X_{CT} = 1768\ \Omega$$

2. Dall'equazione (3.1.11):

$$S/N = \frac{H_{eff}\, E\, m \dfrac{C_1}{C_T} \sqrt{Q_L}}{\sqrt{4\, K\, T\, \Delta F\, X_{CT}}}$$

$$S/N = \frac{(0{,}5)\,(100\ \mu V/m)\,(0{,}3)\,\dfrac{10\ pF}{90\ pF}\sqrt{80}}{\sqrt{(4)\,(1{,}38 \times 10^{-23})\,(300)\,(10\ k)\,(1768)}}$$

$$S/N = 27{,}55$$

$$S/N \approx 29\ dB$$

3. Dalle (3.1.10) e (3.1.5):

$$V_T = H_{eff}\, E\, Q_L \frac{C_1}{C_T}$$

$$= 0{,}5\ m \times 100\ \mu V/m \times 80 \times \frac{10\ pF}{90\ pF}$$

$$V_T = 444\ \mu F$$

4. Poiché si richiede per l'adattamento $R_p = R_L$ e per la risonanza si ha $X_{CT} = X_L$; allora si ottiene (equaz. 3.1.2):

$$\frac{R_p}{2} = Q_L\, X_{CT}$$

$$R_p = 2 \times 80 \times \frac{1}{2\pi\,(1\ MHz)\,(90\ pF)} = 283\ k = R_L$$

5. Utilizzando l'equazione (3.1.3):

$$N_o = \sqrt{\frac{R_L}{R_{IN}}} = \sqrt{\frac{283\ k}{1\ k}} = 16{,}8$$

$$N_o \approx 17 : 1$$

6. Dalla (3.1.6):

$$V_{IN} = \frac{V_T}{N_o} = \frac{444\ \mu V}{17}$$

$$V_{IN} = 26{,}1\ \mu V$$

7. Dalla (3.1.1):

$$Q_u = \frac{R_p}{X_{CT}} = 283\ k \times 2\pi \times 1\ MHz \times 90\ pF = 160$$

È interessante notare come, operando con campi della stessa intensità, l'antenna capacitiva trasferirà una tensione circa 3 volte maggiore all'ingresso del circuito e permette quindi un migliore rapporto S/N (29 dB).

Riferimenti bibliografici

1. Laurent, H.J. and Carvalho, C.A.B., «Ferrite Antennas for AM Broadcast Receivers,» **Application Note available from Bendix Radio Division of The Bendix Corporation, Baltimore, Maryland.**

3.1.3 Stadi di guadagno tipici per radio AM

I livelli tipici riportati in fig. 3.1.4 danno una qualche idea dei guadagni richiesti in radio AM.

All'uscita dell'amplificatore IF un rivelatore a diodo, generalmente progettato per dare 50 mV_{RMS} di audio con m = 0,3, ripristina la modulazione. Si richiede perciò un guadagno di:

$$A_V = \frac{50\ mV}{2{,}2\ \mu V} = 23\ kV/V \text{ ovvero } 87\ dB$$

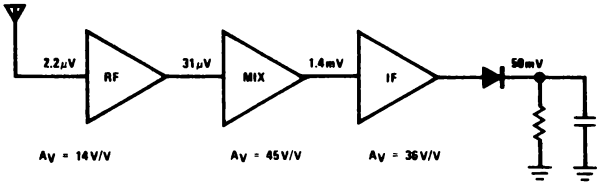


FIGURA 3.1.4 Stadi di guadagno di una radio AM

3.2 SISTEMA RICEVITORE AM LM 1820

Il LM 1820 è un sistema radio IC a 3 stadi costituito dai seguenti blocchi funzionali:

AMP. RF.	AMP IF
OSCILLATORE	RIVELATORE AGC
MISCELATORE	REGOLATORE

La sezione dell'amplificatore RF (fig. 3.2.1) è fatta da un amp. a Cascode Q_2 e Q_3 la cui geometria è progettata particolarmente per lavorare con basso rumore da basse impedenze di generatore.
La configurazione a cascode ha una bassissima capacità di reazione per minimizzare i problemi di stabilità, e un'alta impedenza d'uscita, per rendere massimo il guadagno.
In più sono inclusi componenti di polarizzazione (Q_1, ecc.).
Polarizzato a 5,6 mA lo stadio d'ingresso è utile per frequenze fino a 50 MHz.
La fig. 3.2.2 presenta la transconduttanza in funzione della frequenza.
I transistor Q_4 e Q_5 formano il circuito oscillatore.
La reazione positiva del collettore di Q_5 alla base di Q_4 è data dal partitore di tensione R_8, R_9.
La frequenza di oscillazione è determinata dal circuito temporizzato connesso tra V_{CC} e il piedino 2.
I transistor Q_4 e Q_5 sono polarizzati ciascuno a 0,5 mA, cosicché la transconduttanza dello stadio differenziale è 10 mmhos.
Per oscillare l'impedenza al piedino 2 deve essere abbastanza alta da dare un guadagno in tensione maggiore delle perdite determinate dal partitore di tensione R_9, R_8 e dall'impedenza d'ingresso di Q_4.
Tale condizione è soddisfatta per valori dell'impedenza di carico maggiori di 400 Ω, essendo comunque frequentemente usati valori di 10 kΩ o più.
Lo stadio differenziale Q_6 e Q_7 funziona da mixer essendo pilotato in corrente dall'oscillatore.
Il segnale d'ingresso applicato al piedino 1 è moltiplicato per la frequenza dell'oscillatore locale per dare una frequenza differenza al piedino 14. Tale segnale, IF, è filtrato e attenuato per adattarsi all'impedenza d'ingresso dell'amplificatore IF.

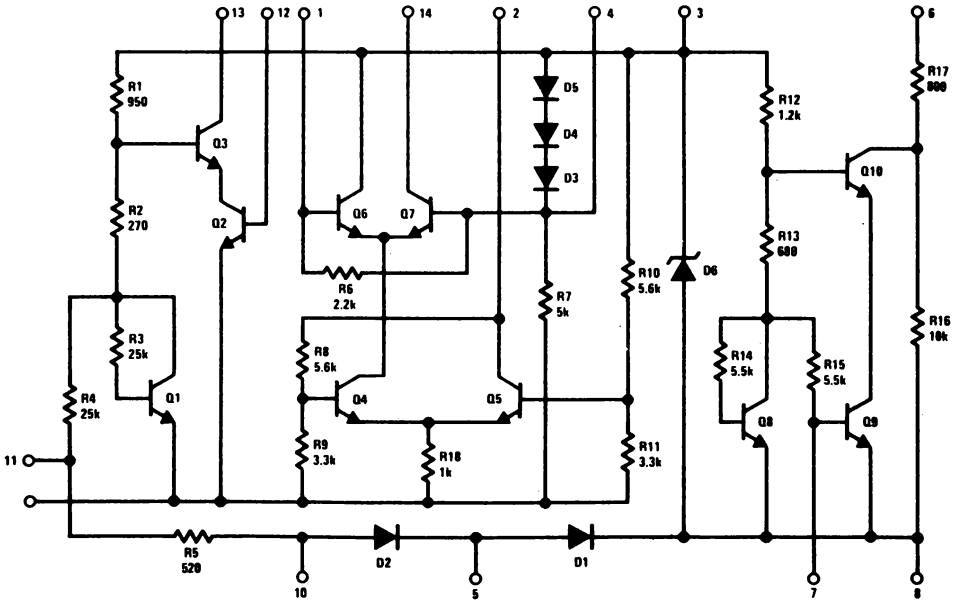
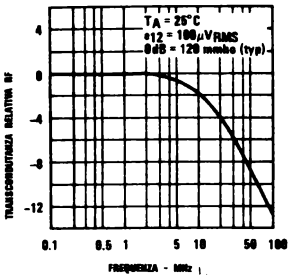
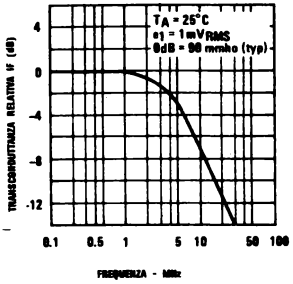


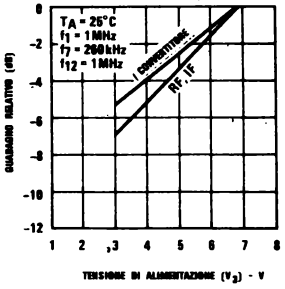
FIGURA 3.2.1 Schema elettrico del LM1820



(a) Transconduttanza RF in funzione della frequenza



(b) Transconduttanza IF in funzione della frequenza



(c) Guadagno relativo in funzione della tensione di alimentazione (V_3)

FIGURA 3.2.2 Prestazioni del LM1802

I transistor Q_9 e Q_{10} formano lo stadio amp. IF; di nuovo la configurazione cascode viene utilizzata per la stabilità e per l'alto guadagno con g_m di 90 mmhos.
Nell'integrato è contenuto anche un rivelatore AGC. Tale circuito è formato dai diodi D_1 e D_2 e funzionano come un rivelatore picco-picco pilotato dal segnale IF che esce dall'uscita dell'amplificatore IF.
All'aumentare del segnale d'uscita si crea al piedino 10 una sempre più grande tensione negativa che tira via corrente al transistor d'ingresso Q_2. Tale riduzione di corrente, a sua volta, riduce il guadagno dello stadio d'ingresso regolando così realmente il segnale all'uscita IF.

Sul chip è presente anche uno zener connesso tra V_{CC} e terra per fornire la regolazione delle correnti di bias sul IC.
Tuttavia il 1820 lavora bene per tensioni al di sotto della tensione di regolazione dello zener (fig. 3.2.2c). La tabella 3.2.1 riassume i parametri del circuito.
Fondamentalmente esistono 3 possibilità di utilizzare il LM 1820 nelle applicazioni radio AM e vengono riportate in fig. 3.2.2-3.2.6.
La configurazione miscelatore porta a una versione economica con qualche sacrificio però nelle prestazioni in quanto il miscelatore dà un rumore in eccesso all'ingresso dell'antenna, riducendo la sensibilità.
Poiché tutto i guadagno è preso alla frequenza IF, si possono verificare problemi di stabilità se non si presta attenzione al layout.

TABELLA 3.2.1. Riassunto dei parametri circuitali

Parametro	Sezione RF	Miscelatore	IF
Resistenza d'ingresso	1k	1.4k	1k
Capacità d'ingresso	80pF	8pF	70pF
Transconduttanza	120mmhos	2.5mmhos	90mmhos
Tensione d'ingresso di rumore, 6kHz di larghezza di banda	0.23μV	0.5μV	

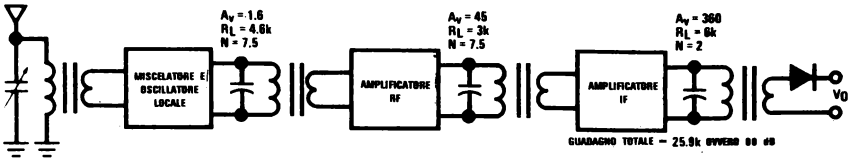
La versione RF-miscelatore-IF trae vantaggio dall'essere lo stadio d'ingresso a basso rumore, potendosi così realizzare un ricevitore ad alte prestazioni per applicazioni su autoradio o su apparecchi da tavolo e portatili.
Un'altra possibilità che sacrifica qualcosa nelle prestazioni ma diminuisce il costo dato dai tre condensatori di tuning, è quella di mettere una resistenza al posto del carico di tuning dell'amplificatore RF.
Il LM 1820 ha un guadagno tale da permettere il disadattamento pur realizzando ancora buone prestazioni.
Attraverso un accurato adattamento tra gli stadi è possibile un guadagno superiore a 120 dB.
Questo può essere visto dalla fig. 3.2.3c in cui sono riportati i valori esatti dell'adattamento tra gli stadi per ottenere un guadagno massimo.
Il guadagno della sezione RF si trova come:

$$A_{V1} = \frac{V_1}{V_{IN}} = K_1\, gm_1\, R_{L1}\, N\, K_2$$

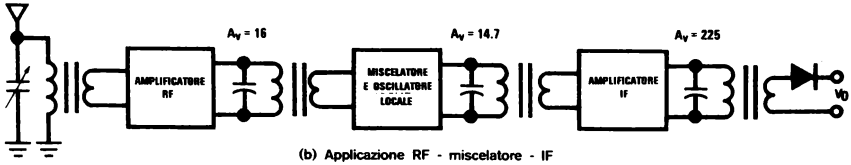
in cui: N_1 = rapporto spire = $\sqrt{R_{SEC}/R_{pri}}$
K_1 = uscita con 6 dB di perdita @ dell'amplif. RF dovuta all'impedenza di adattamento dell'uscita (500 k)
K_2 = entrata con 6 dB di perdita @ nel miscelatore, dovuta all'impedenza di adattamento dell'ingresso (1,4 k)

Per i valori riportati:

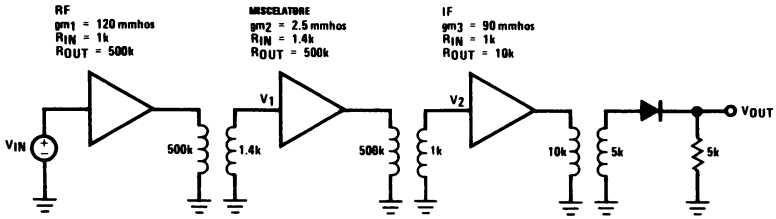
$$A_{V1} = \frac{1}{2}(120 \times 10^{-3})(500\text{ k})\sqrt{\frac{1{,}4\text{ k}}{500\text{ k}}}\,\frac{1}{2}$$
$$= 793{,}5 \approx 58\text{ dB}$$



(a) Applicazione miscelatore - IF - IF



(b) Applicazione RF - miscelatore - IF



(c) Adattamento della potenza per un guadagno massimo

FIGURA 3.2.3 Configurazioni circuitali per radio AM che utilizzano il LM1820

Analogamente per il miscelatore:

$$A_{V2} = \frac{1}{2}(2{,}5 \times 10^{-3})(500\ k)\sqrt{\frac{1\ k}{500\ k}\ \frac{1}{2}}$$
$$= 14 \approx 23\ dB$$

E per la sezione IF:

$$A_{V3} = \frac{1}{2}(90 \times 10^{-3})(10\ k)\sqrt{\frac{5\ k}{10\ k}\ \frac{1}{2}}$$
$$= 159 \approx 44\ dB$$

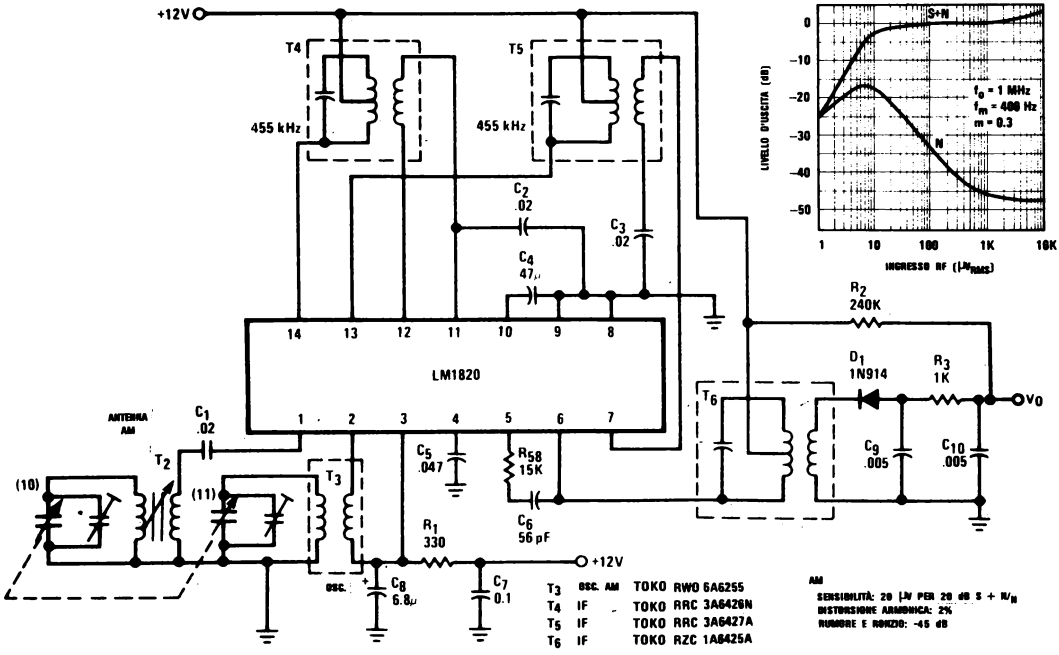


FIGURE 3.2.4 AM Radio Using Mixer-IF-IF

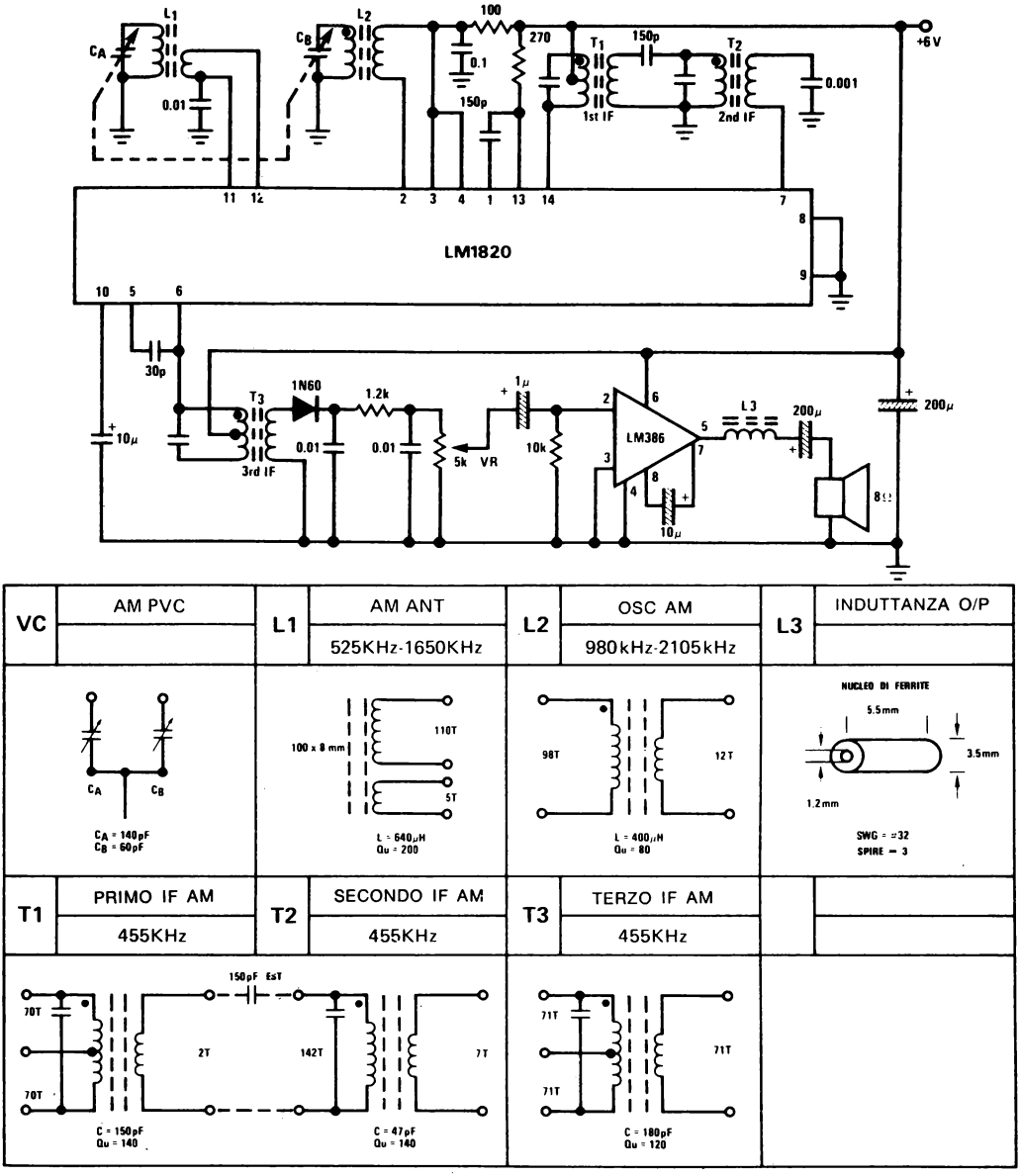
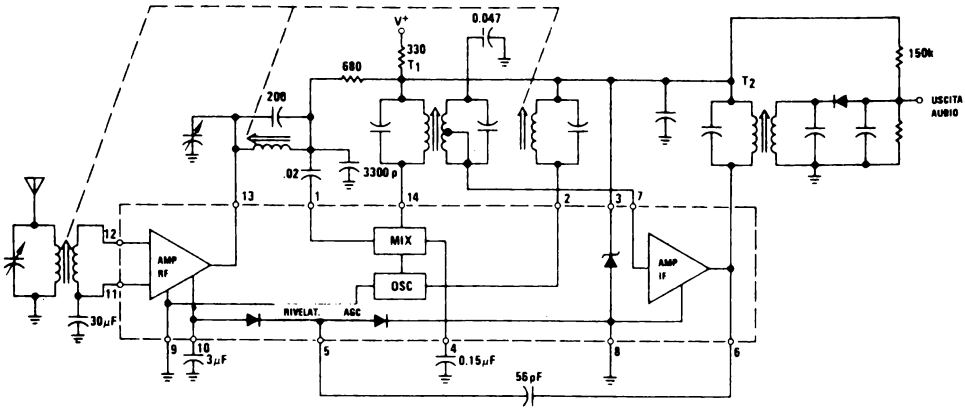


FIGURA 3.2.5 Radio AM che utilizza la configurazione RF-Miscelatore-IF

Guadagno totale = $1{,}8 \times 16^6 \approx 125$ dB.
Questo grande guadagno non è gradito dal punto di vista delle prestazioni poiché dà 1,5 V di rumore al diodo rivelatore, come conseguenza del rumore d'ingresso e rende inoltre impossibile stabilizzare il circuito e bloccare le oscillazioni.
Da un punto di vista del progetto per diminuire il guadagno bisogna disadattare lo stadio RF e il miscelatore.
In fig. 3.2.3a è mostrato un esempio per una configurazione miscelatore-IF-IF.
Per diminuire i problemi di stabilità si è volutamente tenuto il guadagno basso.
Uno schema circuitale completo di tale radio è riportato in fig. 3.2.4 insieme con le curve delle prestazioni. Un approccio migliore al problema viene invece presentato in figura 3.2.5.
L'amplificatore RF è usato con un carico resistivo per pilotare il miscelatore.
La selettività è determinata da un doppio circuito accordato all'uscita del miscelatore, mentre il guadagno restante è fornito dalla sezione IF che è adattata al diodo attraverso un trasformatore con rapporto spire unitario.



TRASFORMATORI: T1: C = 130 pF PRIMARIO E SECONDARIO
RAPPORTO DI PRESA PRIMARIO E SECONDARIO = 30 : 1
Q = 60
ACCOPPIAMENTO CRITICO
T2: C 130 pF PRIMARIO E SECONDARIO
RAPPORTO DI PRESA DEL PRIMARIO = 8.5 : 1
RAPPORTO DI PRESA DEL SECONDARIO = 8.5 : 1
Q = 60
ACCOPPIAMENTO CRITICO

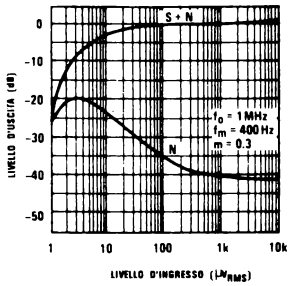


FIGURA 3.2.6 Radio AM per auto

Il guadagno totale di tale progetto è di 57 k ovvero 95 dB dalla base dello stadio d'ingresso al diodo rivelatore.
In fig. 3.2.6 è mostrata infine un'autoradio.
L'ingresso e l'uscita dell'amplificatore RF e del miscelatore sono accordati attraverso induttanze variabili.
Una selettività migliore è ottenuta attraverso l'utilizzo di trasformatori doppi inseriti tra gli stadi.
I circuiti d'ingresso sono accordati in modo induttivo per evitare effetti di microfono e rendere possibile un moto lineare di sintonizzazione per facilitare l'operazione del pulsante.

3.3 RIVELATORI E AMPLIFICATORI FM IF

Nel settore del largo consumo ci sono 2 aree di applicazione per amp. IF e rivelatori FM; in più esistono applicazioni nelle radio riceventi-trasmittenti e in quelle VHF da marina.

TABELLA 3.3.1 Applicazione per Amp FM-IF

Utilizzo	Frequenza	Deviazione	Limitazione dell'ingresso	Distorsione
Trasmissioni FM	10.7MHz	75kHz	200μV	0.5%
Sonoro TV	4.5MHz	25kHz	20μV	1.5%
Radio-riceventi-trasmittenti	Varie	5kHz	5μV	5%

Il requisito maggiore posto a un sistema IF FM è che possegga buone caratteristiche di limitazione, ovvero la capacità di produrre un livello d'uscita costante, al rivelatore, indipendentemente dal livello del segnale d'ingresso.
Tale qualità elimina il rumore e le modifiche di ampiezza che altrimenti verrebbero sentite nel segnale ripristinato.
Parecchi IC sono stati sviluppati in funzione IF FM e si mettono tutti in 3 grandi categorie:

3.4 Limitatori semplici
3.5 Blocchi di guadagno
3.6 IF completi e rivelatori

3.4 LIMITATORI SEMPLICI

Due amplificatori RF/IF particolarmente utili sono l'amplificatore differenziale « emitter coupled » (fig. 3.4.1) e il « cascode » modificato (fig. 3.4.2).
Lavorare ad emitter accoppiati è vantaggioso grazie alla azione simmetrica e non saturata di limitazione e al corrispondente ripristino veloce da grandi « overdrive » di segnale, fatti questi che lo rendono tale realizzazione uno stadio IF FM quasi ideale.
Il « cascode » combina un grande guadagno stabile con una bassa figura di rumore, con una capacità assai efficace di controllo remoto del guadagno attraverso un secondo stadio a base comune che ovvia a parecchi dei problemi di detenning tra gli stadi e di variazioni di larghezza

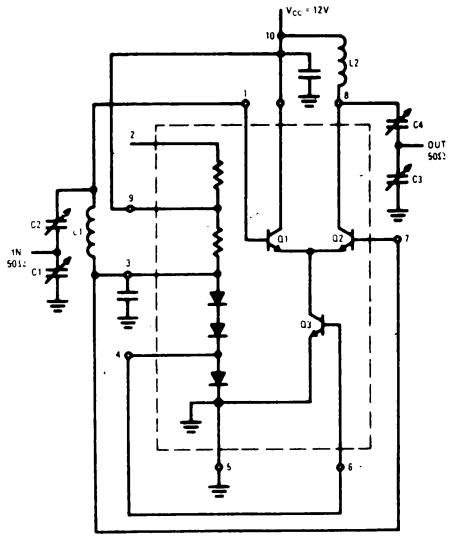


FIGURA 3.4.1 Amp RF ad emitter accoppiati

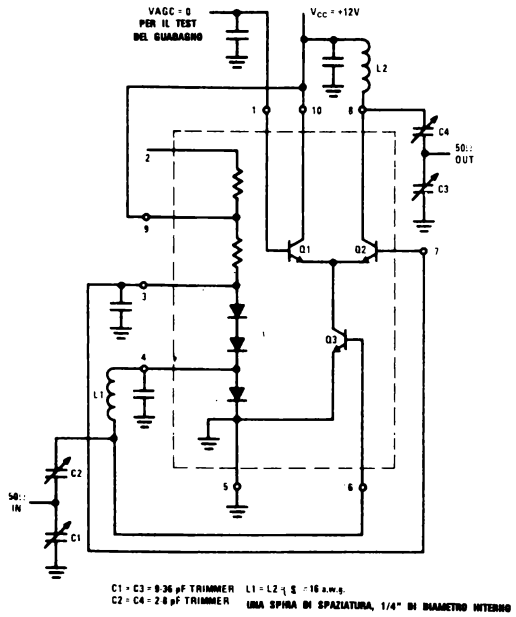


FIGURA 3.4.2 Amplificazione RF a cascode

di banda che si trovano nei convenzionali AGC a transistor.

Le configurazioni ad emitter accoppiato e « cascode » contengono in pratica gli stessi componenti, sono realizzabili col 703 (fig. 3.4.3) che è permanentemente connesso come amp. « emitter coupled » in un economico involucro a 6 piedini, o dal più versatile LM 171 (fig. 3.4.4) un package a dieci piedini che offre all'utilizzatore la possibilità di scegliere tra la configurazione emitter accoppiati e quella « cascode ». Poiché il 171 quando è connesso esternamente come un amp. « emitter coupled » è nelle prestazioni essenzialmente identico al 703, ci si riferirà solo a configurazioni, « cascode », o « emitter coupled ».

Polarizzazione DC

Sia il 703 che il 171 sono polarizzati utilizzando l'adattamento intrinseco tra componenti monolitici adiacenti. Essi sono progettati per essere utilizzati in stadi accordati convenzionali nei quali le correnti di polarizzazione DC passano attraverso le induttanze di tuning d'ingresso e d'uscita.

In entrambi i casi una resistenza forza una corrente DC dell'alimentazione in una catena di diodi (2 per il 703, 3 per il 171), proporzionale alla differenza tra la tensione di alimentazione e quella sulla catena di diodi direttamente polarizzati, e inversamente al valore della resistenza.

La corrente forzata, I_{bias}, determina una caduta di tensione sul diodo in basso (in realtà è un transistor NPN con cortocircuitati base e collettore) che è identica alla tensione emitter-base richiesta per forzare una corrente di collettore di I_{bias} in uno stadio ad emitter comune adattato.

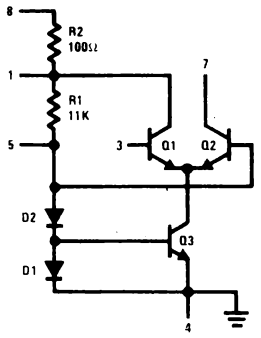


FIGURA 3.4.3 Configurazione del LM703

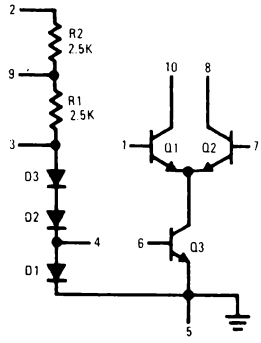


FIGURA 3.4.4 Configurazione del LM171

Poiché il transistor è adattato in maniera monolitica al diodo in basso, possiede un β DC abbastanza grande ed è efficiente e polarizzato in modo affidabile: è così realizzato un generatore di corrente.
La corrente totale attraverso uno stadio differenziale NPN è determinata dal generatore di corrente mentre lo « split » della corrente dipende dalla tensione di base differenziale.
Una tensione di base common-mode è immediatamente disponibile, utilizzando la presa in cima alla catena di diodi.
Nel 703 gli emitter differenziali lavorano a una tensione imposta uguale alla caduta di tensione su un diodo polarizzato direttamente, V_{be}, con la sorgente di corrente tuttavia efficace già con zero volt, dal collettore alla base.
Poiché il 171 in quanto cascode richiede buone prestazioni in frequenza al generatore di corrente si utilizzano 3 diodi di polarizzazione fissando così gli emitter differenziali a 2 V_{DE}.
Sia il 703 che il 171 lavorano come normali amplificatori differenziali, dividendo equamente in 2 la corrente disponibile dal generatore quando le basi sono allo stesso potenziale, con ciascuno dei 2 transistor, alternativamente, in grado di tagliare o di lasciar passare tutta la corrente disponibile a seconda dell'ingresso differenziale.
In configurazione emitter coupled il segnale d'ingresso è inserito in serie con la polarizzazione DC dello stadio differenziale, mentre nel cascode è in serie con la polarizzazione della base del generatore di corrente.

Configurazione EMITTER COUPLED: modo di operare

Per garantire una capacità di limitazione simmetrica e una massima linearità ai piccoli segnali è necessario che la coppia differenziale sia bilanciata accuratamente cosicché il punto di lavoro cada nel centro della curva di trasferimento dell'amplificatore (fig. 3.4.5).
Sia nel 703 che nel 171 l'accoppiamento tipico tra le V_{be} è migliore di 0,3 mV, il che assicura quanto sopra posto che la resistenza DC dell'induttanza d'ingresso sia così bassa che le correnti di polarizzazione all'ingresso (dell'ordine di 50 μA) non inducano apprezzabili tensioni di offset.
La caratteristica di trasferimento della fig. 3.4.5 è data dall'equazione:

$$\frac{I_{(\text{generatore di corrente})}}{I_{(\text{uscita})}} = 1 + e^{\frac{q V_{IN}}{k T}}$$

Calcolando la differenza richiesta a V_{IN} per cambiare tale rapporto dal 10% al 90% si ottiene che:

$$V_{IN}(10\%) - V_{IN}(90\%) = 2\frac{kT}{b}(\ln 9) \qquad (3.4.2)$$
$$= 0{,}384\ T\ (\text{mV})$$

Tale grandezza, la larghezza di transizione di un amplificatore emitter coupled, è indipendente dalle correnti e tensioni di alimentazione, è proporzionale alla temperatura assoluta, varia da 84 mV a — 55 °C fino a 153 mV a + 125 °C e a 25 °C vale all'incirca 114 mV.

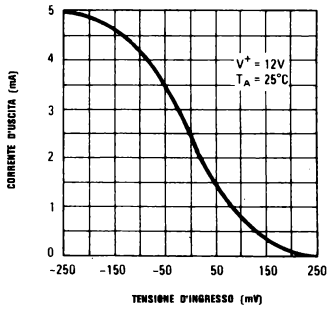


FIGURA 3.4.5 Caratteristica di trasferimento ed emitter accoppiati

La transconduttanza diretta, è tuttavia proporzionale alla corrente totale di alimentazione secondo la relazione approssimativa:

$y_{21} = 3{,}6\ (I_{\text{alimentazione}}, \text{mA})$ mmhos

a + 25 °C, 10,7 MHz per il 703 o per il 171 emitter coupled.
Così il guadagno dell'amplificatore ad emitter accoppiati può essere esternamente controllato variando la corrente della « catena di polarizzazione », modificando il generatore di corrente della stessa quantità ma senza toccare la larghezza di transizione.
Poiché l'impedenza di ingresso di un amp. coupled è una funzione del livello del segnale (fig. 3.4.6) stadi intermedi, progettati con parametri y per piccoli segnali, possono presentare spostamenti della frequenza centrale e diminuzioni della banda-passante al crescere del livello del segnale.
Questo non è comunque un gran problema per gruppi IF FM in cui l'ampiezza del segnale d'ingresso è essenzialmente costante, determinata dalle caratteristiche di limitazione dello stadio a monte (figura 3.4.7).

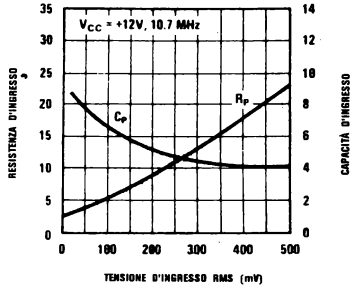


FIGURA 3.4.6 Effetti del livello di pilotaggio sulla impedenza d'ingresso di un « Emitter Coupled »

Esempio 3.4.1 IR FM da 10,7 MHz con amp. emitter coupled

Il progetto completo di una catena IF FM di alta qualità è un compito accurato e coscienzioso nel quale vanno pesati e confrontati numerosi parametri.

Poiché le tecniche di progetto sono ben trattate in altra letteratura includeremo in questo paragrafo solo una breve discussione su considerazioni generali.
La potenza massima disponibile può essere calcolata (sia per il 171 che per il 703 come amplificatore emitter coupled) attraverso la:

$$MAG = \frac{|y21|^2}{4\, g_{11}\, g_{22}}$$

A 10,7 MHz, 25 °C e V_{CC} = 12 V utilizzando i valori del 703:

y11 = 0,35 + j 0,61 mmho(R_{IN} = 2,9 k, C_{IN} = 9 pF)

y21 = — 33,4 + j 5,88 mmho (Si noti la parte reale negativa)

y12 ≈ 0,002 + j 0 mmho

y22 ≈ 0,03 + j 0,18 mmho (R_{COUT} = 33 k, C_{OUT} = 2,62 pF)

$$MAG = \frac{|y21|^2}{4\, g_{11}\, g_{22}} = \frac{(34 \times 10^{-3})^2}{4\,(0{,}35 \times 10^{-3} \times 0{,}03 \times 10^{-3}}$$

$$= 2{,}75 \times 10^3$$

$$= 34{,}4 \text{ dB}$$

(Riferito a parametri y tipici leggermente diversi si ha MAG = 39 dB per un 171 emitter coupled).
Il criterio di stabilità:

$$C = \frac{|y12\, y21|}{2\, g_{11}\, g_{22} - R_e\,(y12\, y21)}$$

$$C = \frac{2 \times 10^{-6} \times 3{,}4 \times 10^{-2}}{2\,(3{,}5 \times 10^{-4} \times 3 \times 10^{-5}) - [2 \times 10^{-6} \times (-3{,}34) \times 10^{-2}]}$$

$$= \frac{6{,}8 \times 10^{-8}}{2{,}1 \times 10^{-8} + 6{,}7 \times 10^{-8}}$$

$$= 0{,}775$$

Per le condizioni date, essendo $0 < C < 1$, il dispositivo è stabile per ogni generatore e per ogni carico.
In IF reale a 10,7 MHz l'accoppiamento esterno, particolarmente tra l'uscita e l'ingresso della linea, può causare una instabilità, in mancanza almeno di un progetto fisicamente accurato.
Un amplificatore IF adatto all'impiego nei moderni sintonizzatori FM stereo deve avere:

1. Una larghezza di banda di almeno 300 kHz. In un progetto a 4 stadi con 5 reti intermedie si può calcolare la larghezza di banda per stadio dalla larghezza di banda complessiva attraverso la formula di « riduzione » (« Shrinkage »):

$$BW\ (\text{per stadio} = \frac{BW_{(totale)}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \quad (n = \text{numero delle reti tra gli stadi})$$

$$= \frac{300}{\sqrt{2^{1/5} - 1}} = \frac{300}{0{,}388} \qquad (3.4.4)$$

$$= 733 \text{ kHz}$$

in cui BW = BANDWIDTH = larghezza di banda.

2. Selettività fine ai bordi senza non-linearità all'interno della banda passante.
Questo implica di solito trasformatori tra gli stadi « double tuned » (doppiamente accordati).
Stover e altri hanno mostrato che un fattore di accoppiamento del trasformatore tra 0,6 e 0,8 dà una non-linearità di fase minima, il più alto di questi valori essendo da preferirsi per un maggior guadagno di stadio.
3. Un guadagno complessivo in potenza di almeno 100 dB, ovvero 2,5 dB per stadio in una linea di quattro stadi, per ottenere adeguati valori di sensibilità e reiezione AM.
4. Un valore massimo di resistenza di carico all'uscita di ogni stadio data da:

$$R_L \leqslant \frac{2\,(V_{CC} - N\, V_{be})}{I_{OUT\ (MAX)}} \qquad (3.4.5)$$

in cui: N = Numero dei diodi della catena di polarizzazione, = 2 per il 703, = 3 per il 171
$I_{OUT\ (MAX)}$ è all'incirca 5 mA per entrambi.
Tale relazione assicura che la limitazione sulla massima corrente d'uscita è raggiunta prima della saturazione del transistor d'uscita, garantendo una azione non saturata di limitazione.
5. L'ammettenza d'ingresso utilizzata nel fare i conti delle reti intermedie dovrebbe essere il valore che risulta per una data grandezza della dinamica d'ingresso (fig. 3.4.6). La dinamica di ingresso tuttavia dipende dal rapporto di trasformazione cosicché la ottimizzazione del trasformatore avviene per approssimazioni successive.
6. Le reti intermedie dovrebbero essere progettate in modo da minimizzare gli effetti di possibili variazioni dei livelli di pilotaggio rispetto alla frequenza centrale e alla larghezza di bande, poiché segnali molto deboli possono portare il primo stadio (e anche il secondo) a lavorare in modo lineare anziché in condizioni di limitazione.

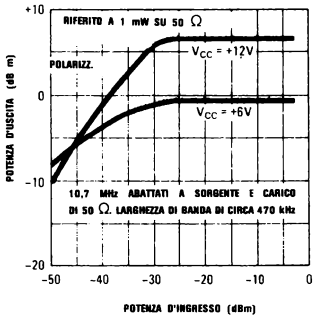


FIGURA 3.4.7. Caratteristiche di limitazione « Emitter Coupled »

Riferimenti bibliografici

1. Linvill, J. and Gibbons, J., **Transistors and Active Circuits**, McGraw-Hill, New York, 1961, ch. 9-18.
2. Stover, W., et al., **Circuit Design for Audio, AM/FM, and TV**, McGraw-Hill, New York, ch. 7-11.
3. Gartner, W., **Transistors: Principles, Design and Applications**, D. Van Nostrand, Inc., New York, 1960, ch. 14-15.

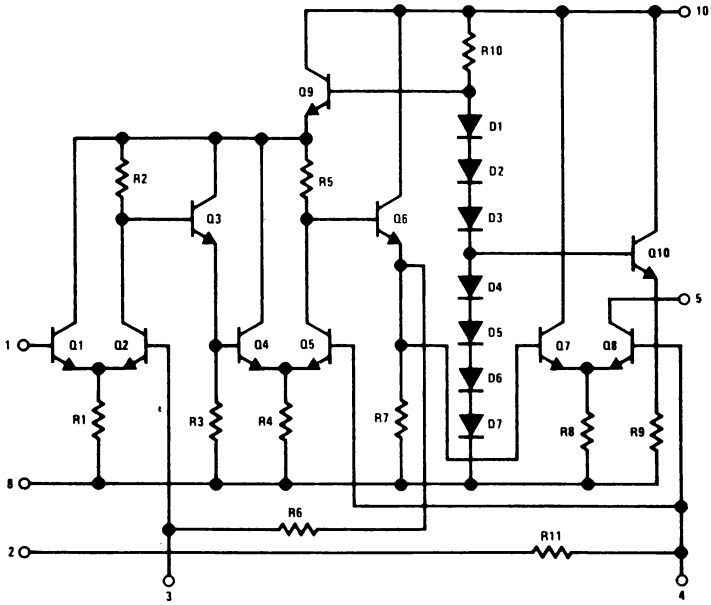


FIGURA 3.5.1 Schema circuitale del LM3011

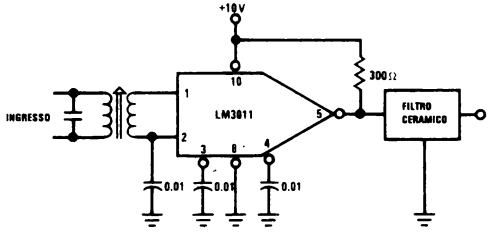
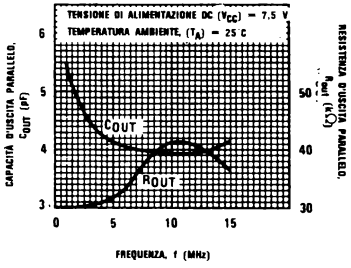


FIGURA 3.5.2 Limitatore per pilotare un filtro ceramico, 300Ω



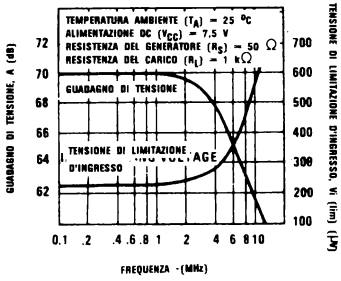


FIGURA 3.5.3 Caratteristiche del guadagno di tensione e della limitazione di ingresso

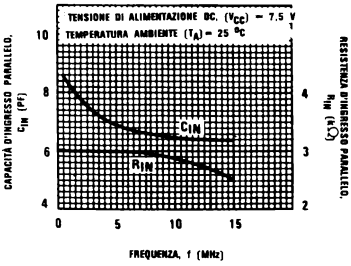


FIGURA 3.5.4 Caratteristiche delle impedenze ingresso-uscita del LM3011

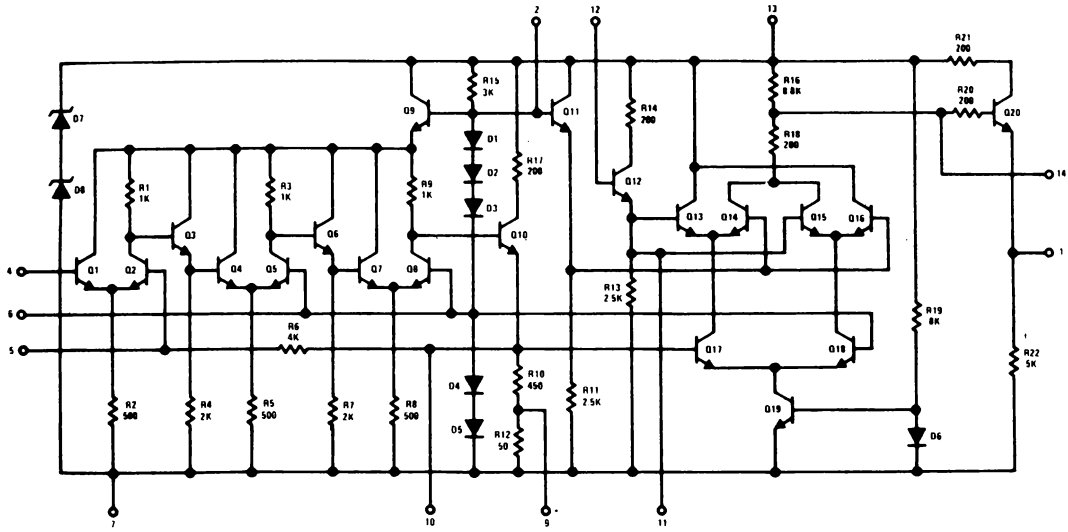


FIGURA 3.6.1 Schema circuitale del LM2111

3.5 BLOCCHI DI GUADAGNO

Il LM 3011 (fig. 3.5.1) è un completo blocco di guadagno progettato per applicazioni come limitatore in banda FM.
Consiste di 3 stadi differenziali e relative polarizzazioni con un generatore di corrente di uscita (collettore libero) disponibile per pilotare carichi diversi.
Il circuito ha 60 dB di guadagno di potenza per un carico adattato (fig. 3.5.2) o 60 dB di guadagno di tensione per una resistenza di carico di 1 kΩ
L'impedenza d'ingresso del LM 3011 è di 3 kΩ in parallelo con 7 pF, tuttavia a meno che non si usi una cura particolare nell'esecuzione del layout e nella schermatura del circuito stampato, si presenteranno problemi di oscillazione per terminazioni al generatore maggiori di 600 Ω.
Benché progettato per applicazioni IF FM, il LM 3011 lavora altrettanto bene a qualunque frequenza al di sotto di 20 MHz ed è utile per numerose applicazioni di limiter a bassa e media frequenza.
La fig. 3.5.3 mostra le caratteristiche del guadagno e di limitazione della tensione all'ingresso, mentre la fig. 3.5.4 mostra le caratteristiche d'ingresso e di uscita del circuito.

3.6 RIVELATORI E AMP IF COMPLETI

3.6.1 Amp FM IF LM 2111 - LM 1351

Due combinazioni molto simili di amp rivelatori FM IF sono date dai circuiti LM 2111 e LM 1351.
Tali circuiti sono progettati per una alimentazione tra gli 8 e i 15 V.
Entrambi i circuiti realizzano 3 stadi di blocchi di guadagno/limitatori e impiegano un doppio rivelatore di fase bilanciato che lavora come demodulatore dello spostamento di fase (Phase Shift, fig. 3.6.2).
In più il LM 1351 contiene un preamp. audio con un guadagno ad anello aperto di 40 dB.
Con riferimento alla figura 3.6.1, Q_1 e Q_2 formano il primo amp limitatore, Q_4 e Q_5 il secondo, Q_7 e Q_8 il terzo.
Con Q_{13} fino a Q_{16} vengono formati i commutatori superiori per il demodulatore di quadratura, mentre Q_{17} e Q_{18} formano i commutatori inferiori.
Il segnale dell'uscita IF, piedino 10, è portato attraverso una rete phase shift allo stadio commutazione superiore.
Al centro della frequenza si verificano 90° di spostamento di fase tra i piedini 10 e 12 e l'uscita del rivelatore di quadratura è al punto di riposo.
Al variare di frequenza del segnale IF varia ando una variazione del segnale all'uscita del rivelatore di quadratura (pin 14).
La polarizzazione è realizzata con una serie di diodi (da D_1 a D_5) che fissano la tensione di riposo di quadratura.
La reazione (al pin 5 attraverso R_6) completa la polarizzazione sull'ingresso dell'amp IF.
Il lettore attento avrà notato che ci sono 2 uscite IF: una a livello alto (pin 10) dà all'incirca 1,2 V_{p-p}, mentre l'altra a livello basso (pin 9) dà 120 mV_{p-p}.
Si ha così per il progettista la possibilità di immettere nello stadio superiore un segnale ad alto livello oppure a basso e nell'avvolgimento di quadratura (« quad coil »).
La rete di spostamento di fase consiste in una piccola capacità C_2 (alta reattanza) che dà poi in un circuito risonante parallelo C_1, R_1, L_1.
La fig. 3.6.4. mostra le curve teoriche corrispondenti.
Lavorando in modo lineare, cioè con piccoli segnali, si ottiene la nota curva a S assai simile al caso dei rivelatori di rapporto e di Foster-

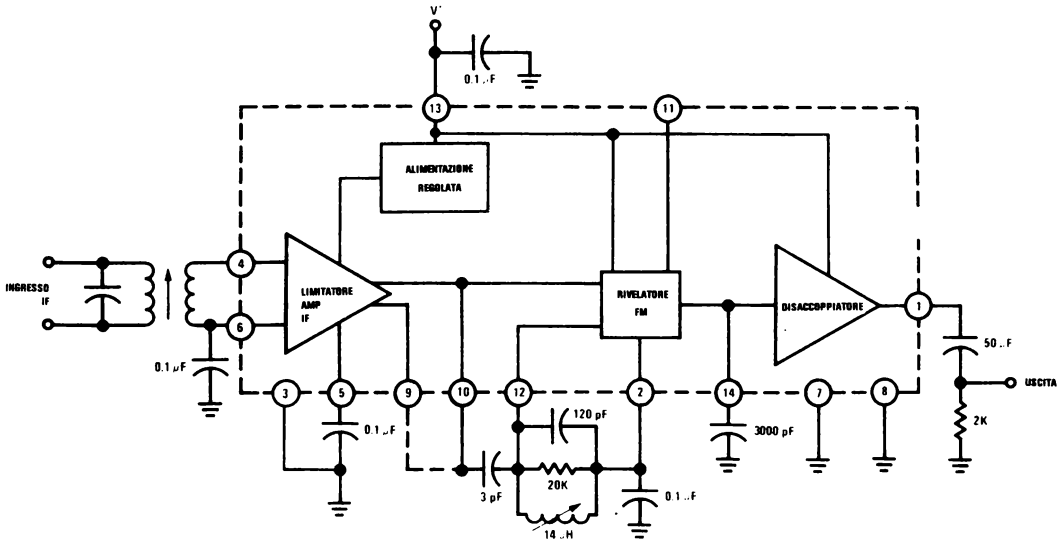


FIGURA 3.6.2 Schema a blocchi del LM2111

Seeley. La relazione tra la frequenza e l'uscita è immediata e la risposta mostra dei picchi ben definiti alla frequenza 3 dB del circuito risonante. Lavorando con segnali ampi, quando si verifica la limitazione dopo la rete di phase shift, la banda si allarga e scompare dalla curva di risposta il contributo dato all'ampiezza.
Questo provoca una funzione largamente incurvata priva di picchi ben definiti e la trasformazione della curva a S in una pura risposta di fase del tipo arcotangente.

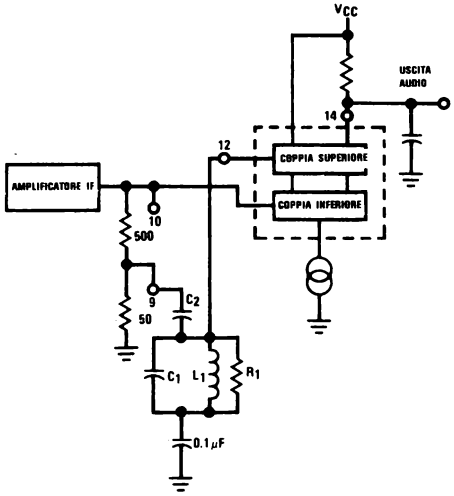


FIGURA 3.6.3 Rete di spostamento di fase per un circuito discriminatore

Il modo di commutazione ha il vantaggio di un maggior range di linearità, insensibilità all'ampiezza della tensione richiesta, e può essere usato in sistema AFC o quando devono essere evitate risposte laterali.
D'altra parte il modo lineare è preferito per apparecchiature di comunicazione a causa del mantenimento della larghezza di banda del circuito accordato che porta a una migliore reiezione a disturbi gaussiani.
Si noti la capacità del circuito di lavorare in ciascuno dei modi o di combinarli insieme in dipendenza dell'intensità del segnale.
Il progettista ha la libertà di scegliere Q per il ripristino audio e la distorsione.
Un tipico progetto per radio FM darebbe:

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f} = \frac{10{,}7\ \text{MHz}}{0{,}35\ \text{MHz}} \approx 31$$

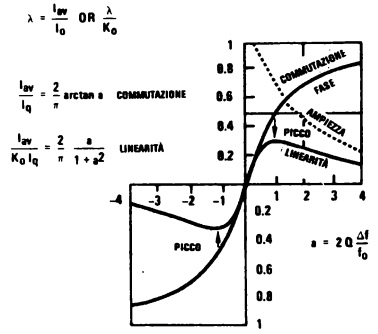


FIGURA 3.6.4 Curve caratteristiche teoriche

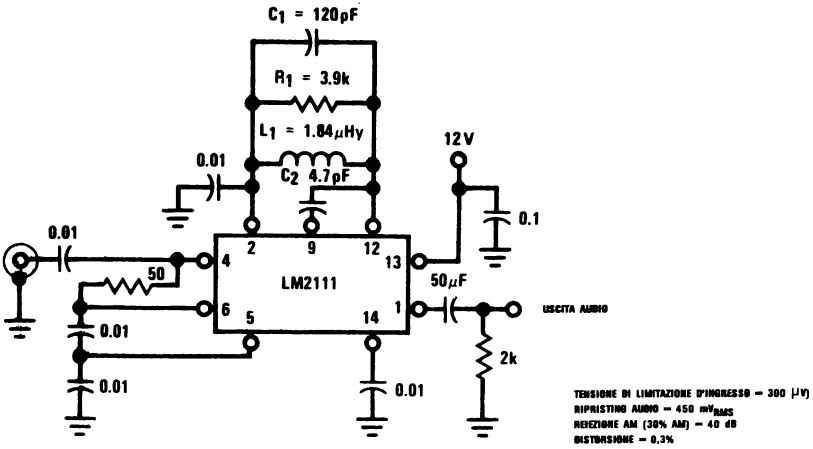


FIGURA 3.6.5 Amplificatore FM IF

in cui: f_o = frequenza centrale

Δf = separazione p-p = 0,35 MHz (tipici) per una deviazione di ± 75 kHz

Per C_1 si dovrebbe scegliere una capacità abbastanza grande (fig. 3.6.3) col fine di rendere trascurabili le variazioni nella capacità d'ingresso al IC, (ad esempio 120 pF).

$X_{C1} = 124\ \Omega$ (con f = 10,7 MHz)

$R_1 = (Q)\ (X_{C1}) = 31 \times 124 \approx 3{,}9$ k

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_1}\ 18{,}4\ \mu Hy$$

Il condensatore C_2 che immette il segnale dovrebbe avere una grande reattanza alle frequenze centrali, ad esempio 4,7 pF.

In tal caso viene usata una iniezione di segnale a livello basso.

La fig. 3.6.5 presenta il circuito completo con informazioni sulle prestazioni corrispondenti.
Si dovrebbe prendere ora nota di alcune precauzioni.

A seconda della frequenza di lavoro il valore del condensatore di bypass sul piedino 5 può diventare critico per la prevenzione di oscillazioni sul loop di polarizzazione in IF.

Nel passato è stata problematica la disposizione attorno al pin 12 poiché si verifica una tendenza. nel transistor connesso a questo piedino, ad oscillare intorno a 200 MHz.

La NATIONAL SEMICONDUCTOR ha introdotto alcune modifiche per eliminare tale problema.

Anche amp FM IF a banda stretta per analizzatori e radio VHF riceventi-trasmittenti possono essere costruiti con il LM 2111.

Amp IF per tale utilizzo sono generalmente a doppia conversione.

Tale sistema mantiene una buona reiezione all'immagine proprio di una IF alta con la stabilità e la più alta deviazione percentuale (maggior ripristino audio) caratteristiche di una IF bassa.

Tipici valori per il circuito discriminatore (figura 3.6.3) sono, per tali applicazioni:

L_1 = 90 μHy

C_1 = 1500 pF

C_2 = 47 pF

R_1 = 5,6 kΩ

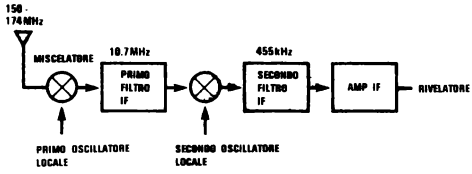
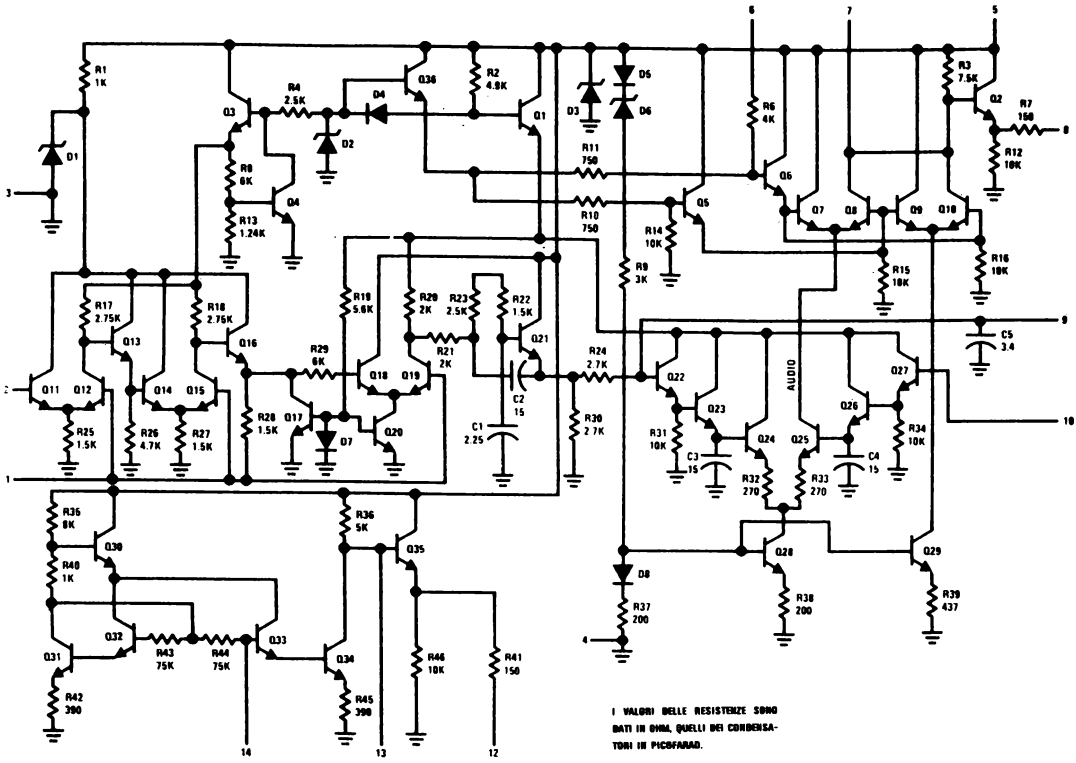


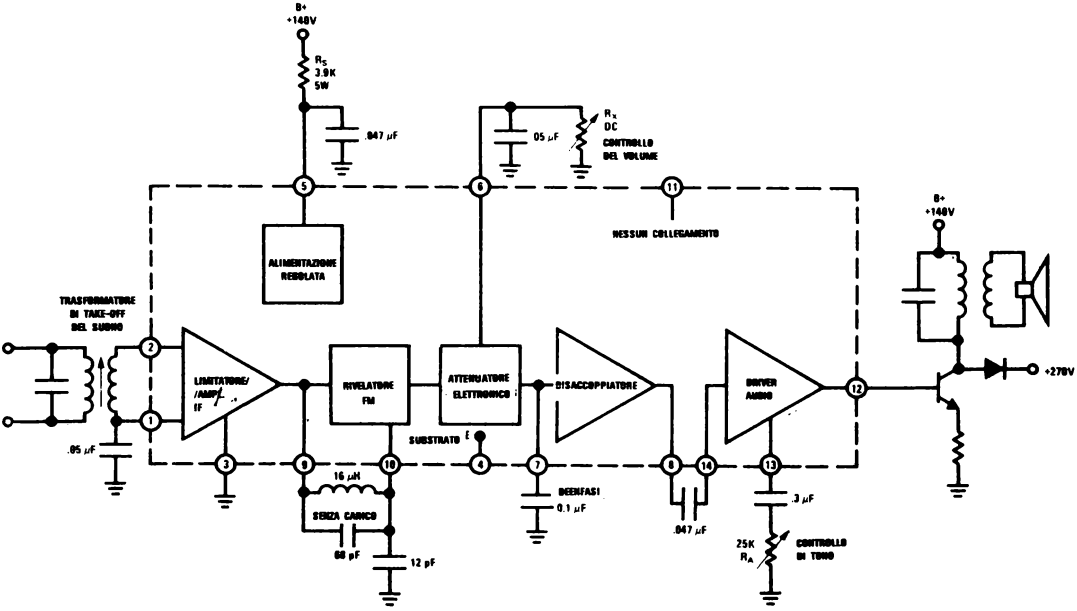
FIGURA 3.6.6 Ricevitore FM a banda stretta

3.6.2 Rivelatori IF LM 3065 - LM 3075

Il LM 3065 era stato sviluppato inizialmente per applicazioni al sonoro TV e rispetto a questa applicazione ha qualche vantaggio sul LM 2111.
In particolare contiene un rivelatore differenziale di picco che produce meno disturbi a frequenze armoniche della portante (4,5 MHz) e quindi crea minori problemi nel popolato spazio elettromagnetico di un ricevitore TV. Ha poi una migliore reiezione AM e offre un controllo di volume DC per una maggiore economia dell'utilizzatore.
Il circuito è mostrato in fig. 3.0.7. Come il LM 2111 ci sono tre stadi limitatori di guadagno: un filtro attivo accordato su 5 MHz circa (C_1, C_2 ecc.) limita la banda e il rumore e aumenta contemporaneamente il rapporto di reiezione AM.
Il pin 9 è l'uscita del segnale del IF e pilota un lato di un rivelatore di picco differenziale mentre l'altro è pilotato da una rete polo-zero tra i piedini 9 e 10 (caratteristiche ampiezza-frequenza).
I transistor Q_{22}, Q_{23} e Q_{26} formano i rivèlatori di picco mentre i condensatori C_3 e C_4 funzionano come condensatori d'immagazzinamento del rivelatore.



SCHEMA ELETTRICO

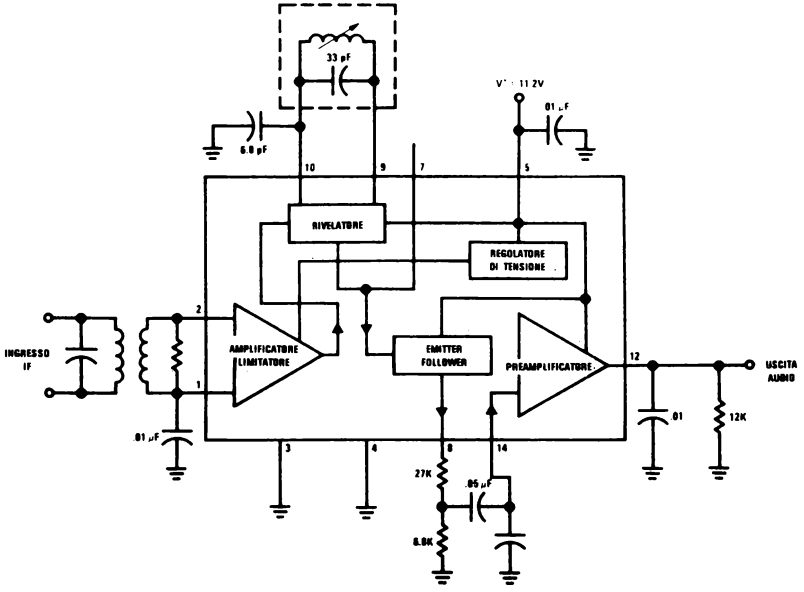


SCHEMA A BLOCCHI

FIGURA 3.6.7 Rivelatore IF LM3065

I VALORI DELLE RESISTENZE IN OHM, QUELLI DEI CONDENSATORI IN PICOFARAD

SCHEMA ELETTRICO



SCHEMA A BLOCCHI

FIGURA 3.6.8 LM3075, Preamp-rivelatore IF FM

Il controllo elettronico del volume è realizzato dai transistor dal Q_5 al Q_{10}.
Un diodo zener D_2 provvede alla polarizzazione di un ponte resistivo R_{10}, R_{11}, R_{14} e del controllo potenziometrico esterno.
Tale potenziometro connesso al pin 6 polarizza Q_6, Q_7 e Q_{10} accessi e Q_8 e Q_9 spenti, quando è al suo valore massimo, tipicamente 50 Ω.
Quando diminuisce, Q_8 e Q_9 incominciano ad entrare in conduzione dando un segnale audio alla uscita (pin 8).
È pure presente un preamp. audio con un guadagno di tensione di 10, con la possibilità di inserire un controllo di tono al pin 13.
Di seguito diamo alcune prestazioni tipiche del circuito di fig. 3.6.7:

f_o = 4,5 MHz, Δf = 25 kHz

Tensione di limitazione all'ingresso	20 μV
Audio ripristinato	700 mV
Reiezione AM (30% AM)	50 dB
Distorsione	0,7%

Il LM 3076, fig. 3.6.8, è simile nel progetto al LM 3065 ma lavora a frequenze IF più alte (10,7 MHz e altre) e non contiene un controllo di volume DC.
In una tipica applicazione commerciale FM, il circuito presentato ha le seguenti caratteristiche:

V_{CC} = 12 V, f_o = 10,7 MHz, Δf = 75 kHz

Tensione di limitazione d'ingresso	250 μV
Reiezione AM	55 dB
Audio ripristinato	1,5 V
THD	1%
Guadagno in tensione del preamp audio	21 dB
Corrente di alimentazione	18 mA

3.7 IL LM 3089 - IL PIÙ POPOLARE SISTEMA FM IF ATTUALMENTE ESISTENTE

3.7.1 Introduzione

Il LM 3089 è diventato oggi l'amp FM IF più usato sul mercato.
La principale ragione di tale successo è nella presenza di funzioni ausiliarie che in genere non si trovano in IC.
Insieme con l'amp limitatore IF e il rivelatore esso contiene le seguenti possibilità:

1. Un circuito logico silenziatore (MUTING) che può ridurre al minimo il segnale audio d'uscita quando si sta passando la sintonia tra due stazioni.
2. Un circuito di misura del livello IF o intensità del segnale che dà un'uscita DC logaritmica in funzione del livello IF da 10 μV a 100 mV (4 decadi).
3. Un'uscita separata AFC, che si può anche usare per pilotare un misuratore di centro-sintonia per una sintonizzazione precisa « a vista » di ogni stazione.
4. Un'uscita ritardata AGC per controllare il guadagno del primo stadio a R.F.

Lo schema a blocchi della fig. 3.7.1 presenta tutte le principali funzioni combinate in modo da realizzare uno dei più complessi Amp IF/limitatori e rivelatori FM su IC attualmente in uso.

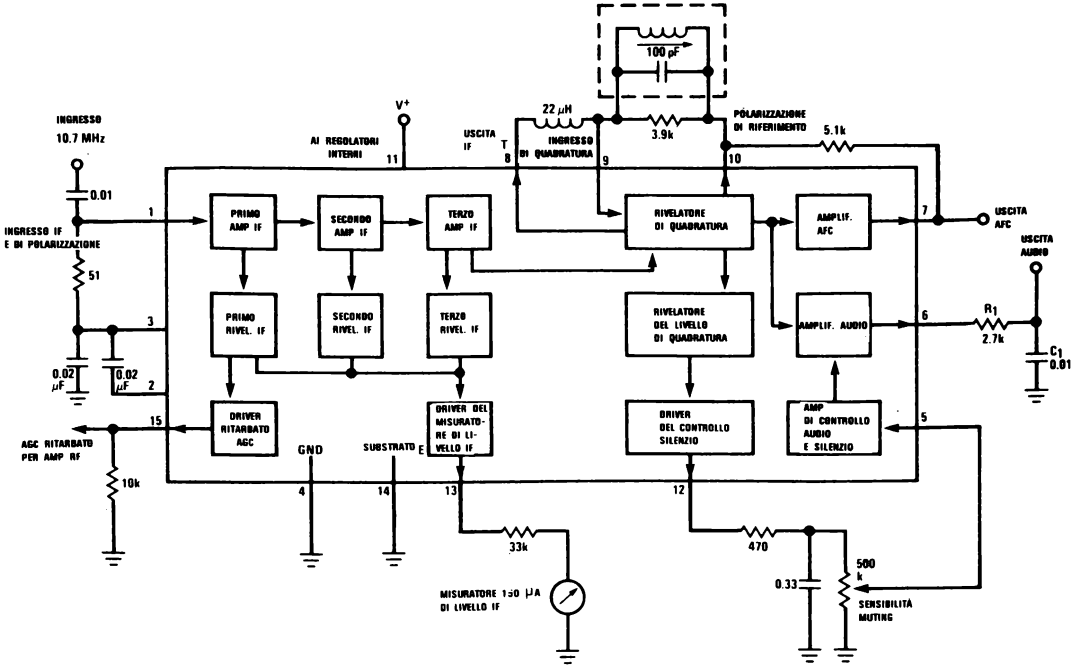
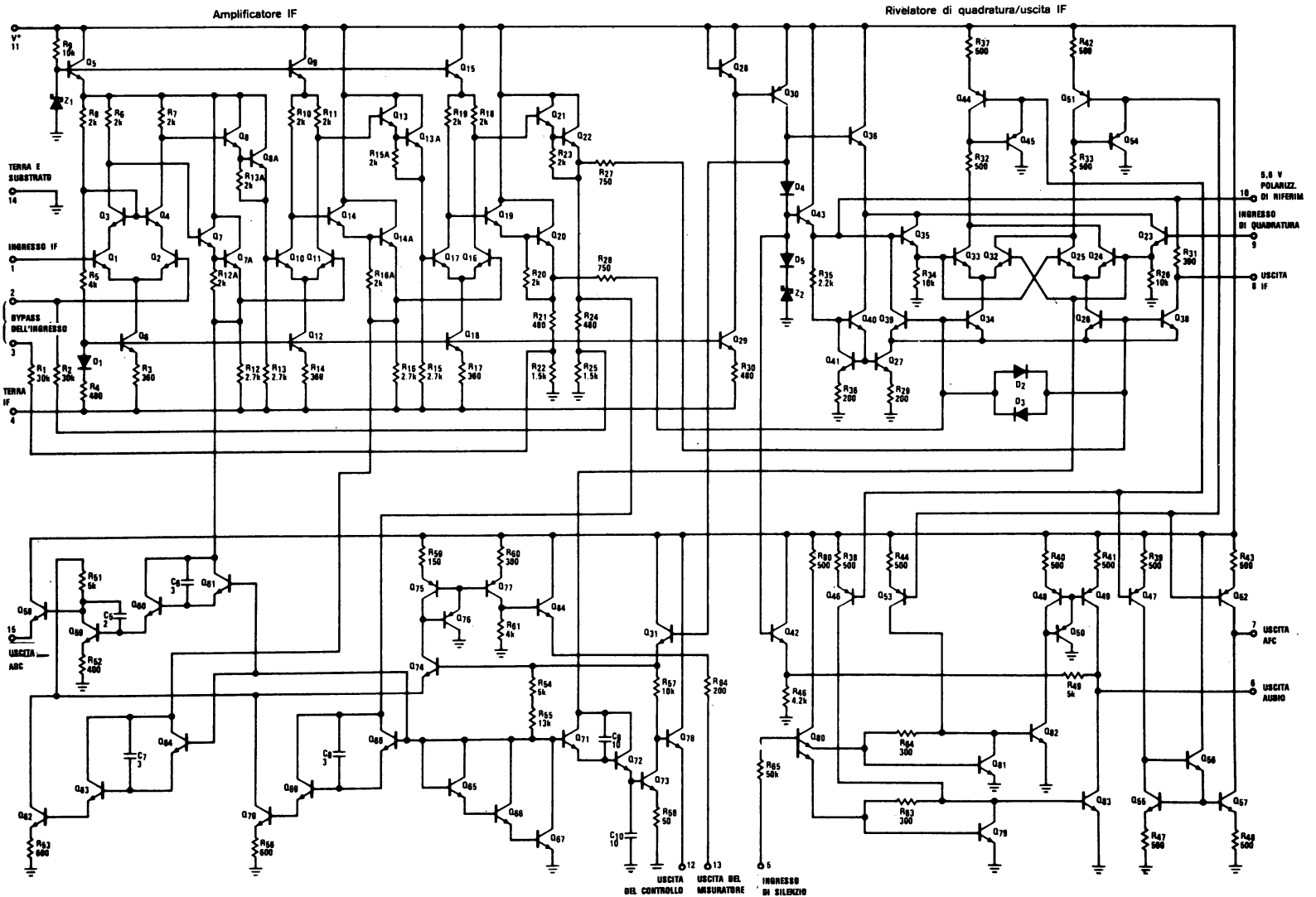


FIGURA 3.7.1 Schema a blocchi e dei collegamenti del LM3089

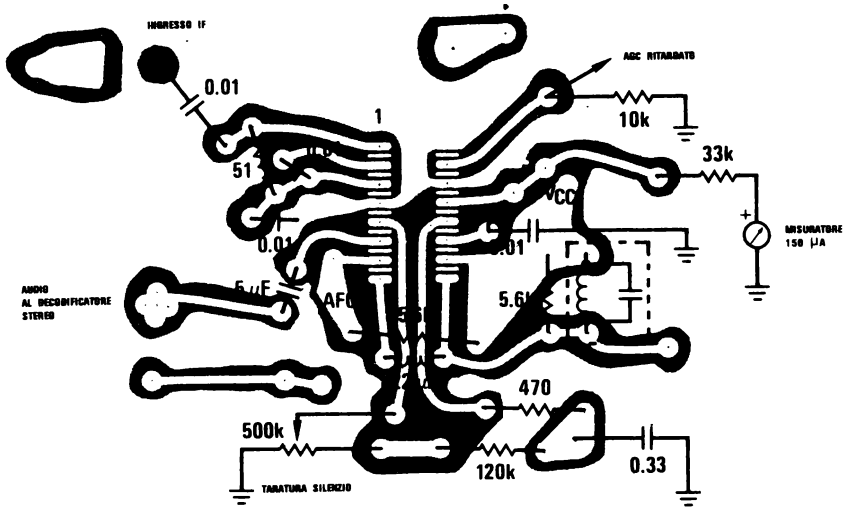


Rivelatori di picco IF e Driver

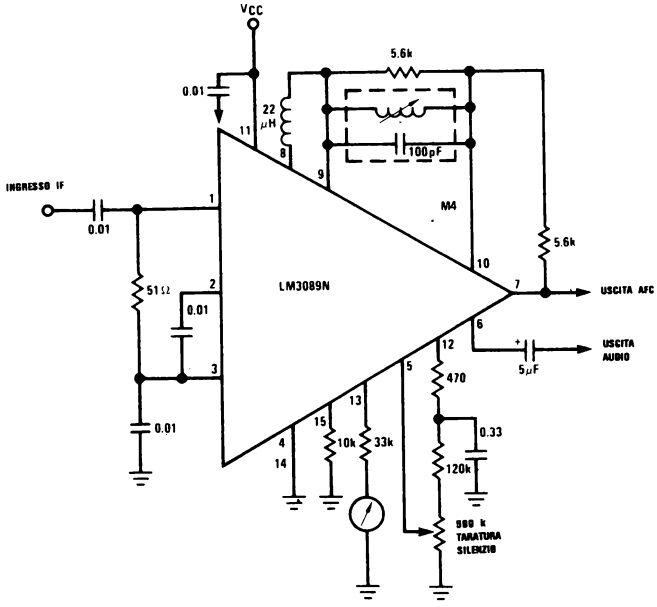
FIGURA 3.7.2 Schema circuitale del LM3089

Amplificatori AFC, audio e controllo silenzio

Lato componenti



(a) Disposizione del circuito stampato (grandezza reale)



(b) Circuito di collaudo

FIGURA 3.7.3. Disposizione e circuito di test tipici per il LM3089

3.7.2 Descrizione circuitale (fig. 3.7.2)

La seguente descrizione circuitale divide il LM 3089 in quattro parti:
Amp IF
Rivelatore di quadratura e uscita IF
Amp AFC, ampl. audio e circuito silenziatore
Rivelatori di picco IF e « Driver »

Amp IF

L'amp IF è formato da 3 stadi amp/limitatori Q_1-Q_{22} direttamente accoppiati.
Lo stadio d'ingresso è formato da un amp emitter comune/base comune (cascode) con uscite differenziali.
Il secondo e il terzo stadio amplificatore IF sono pilotati da un DARLINGTON collegato come emitter follower che provvede allo spostamento del livello DC e all'isolamento.
Una rete di reazione DC (R_1 e R_2) allo stadio di ingresso, mantiene la stabilità del punto di lavoro.
L'alimentazione, regolata, per ogni stadio è di circa 5 V.
La massa IF (pin 4) è utilizzata solo per correnti associate con gli amp IF. Questo migliora la stabilità complessiva.
Si noti che la corrente attraverso R_9 e Z_1 è la sola corrente del chip direttamente influenzata da variazioni nell'alimentazione.

Rivelatore di quadratura e uscita IF

La demodulazione FM nel LM 3089 è accuratamente realizzata con un circuito moltiplicatore completamente bilanciato.
L'uscita differenziale IF fa commutare le coppie inferiori Q_{34}, Q_{26} e Q_{39}, Q_{38}.
L'uscita IF al piedino 8 è presa su una resistenza di 390 Ω (R_{31}) e vale 300 mV picco-picco.
L'ingresso alla coppia superiore di commutazione (Q_{35}-Q_{23}) è sul piedino 9, che viene connesso esternamente alla rete di quadratura.
Il riferimento di 5,6 V al piedino 10 dà la polarizzazione DC per la commutazione della coppia superiore del rivelatore di quadratura.

Amp AFC, audio e circuito silenziatore

La corrente differenziale audio dal circuito rivelatore di quadratura è convertita a uscita single ended per il AFC dall'« aggiramento » (« turn around ») della corrente di collettore di Q_{47} al collettore di Q_{57}.
La conversione a generatore di tensione è realizzata esternamente attraverso una resistenza tra il pin 7 e il pin 10.
Lo stadio di amp audio lavora in modo analogo all'amp AFC eccetto che sono utilizzati 2 stadi con « turn around ».
Questa configurazione permette l'inclusione di un transistor di silenzio Q_{80}.
Una corrente nella base di Q_{80} provoca la saturazione di Q_{79} e Q_{81} che porta allo spegnimento dell'amp audio; il guadagno dello stadio audio è determinato poi dalla resistenza interna R_{49}. Questa resistenza (5 kΩ) è anche l'impedenza d'uscita dell'amp. audio.
Quando il LM 3089 è usato in ricevitori mono la deenfasi a 75 μs (costante di tempo RC) è calcolata per 0,01 μF includendo R_{49}.
($RC = [R_{49}+R_1]\ [C_1]$, $R_1 = 75\ \mu s/0{,}01\ \mu F — 5\ k\Omega \approx$ $\approx 2{,}7$ k (fig. 3.7.1).

Rivelatori di picco IF e driver

4 rivelatori di picco o di livello provvedono alle funzioni di AGC ritardato, livello IF e controllo del silenzio.
Una uscita dal primo amp IF pilota il rivelatore di picco ritardato AGC.
Poiché il primo amp IF è l'ultimo stadio IF a essere limitato, Q_{60} e Q_{61} convertono la tensione d'uscita IF in corrente DC (per tensioni d'ingresso IF tra 10 mV e 100 mV).
Questa corrente variabile (da 0,1 a 1 mA) è convertita in tensione su R_{51}.
L'emitter follower Q_{58} disaccoppia questa tensione d'uscita per il pin 15.
L'estremità della resistenza R_{51} è connessa all'amp a base comune Q_{74} insieme con le correnti d'uscita dal 2° e 3° stadio dei rivelatori di picco IF (che operano per tensioni d'ingresso IF comprese tra 10 μV e 10 mV).
La corrente d'uscita da Q_{75} è fatta girare (riflessa) da Q_{75}, Q_{76} e Q_{77}, tagliata in 2 poi convertita in tensione su R_{61}.
L'emitter follower Q_{84} disaccoppia questa tensione rispetto al piedino 13.
Il quarto rivelatore di picco « osserva » la tensione IF che si sviluppa sull'avvolgimento di quadratura.
Per livelli sopra 120 mV al pin 9, Q_{73} satura e non dà tensione d'uscita al pin 12.
Essendo il livello IF al pin 9 costante, finché l'ultimo stadio amp IF è in limitazione il pin 12 resta basso.
Improvvise interruzioni o perdite del segnale IF al pin 9 causate da disturbi o perdite di sintonia dell'avvolgimento di quadratura (« quad coil ») permettono al collettore di Q_{73} una rapida salita.
La tensione al collettore di Q_{73} è disaccoppiata da Q_{78} per il pin 12.

3.7.3 Considerazioni sulla stabilità

Poiché il LM 3089 ha una larga banda e grande guadagno (> 80 dB a 10,7 MHz) è critico il posizionamento del layout del circuito stampato e la composizione dei componenti esterni.
La maggior considerazione riguarda l'effetto dell'accoppiamento tra l'uscita e l'ingresso.
Il più alto segnale d'uscita IF è ai pin 8 e 9; perciò i componenti dell'avvolgimento di quadratura non dovrebbero essere posti vicino all'ingresso IF del pin 1.
Tenendo bassa l'impedenza d'ingresso (< 500 Ω) vengono ridotte le possibilità di accoppiamento dell'uscita con l'ingresso.
Un'altra forma, forse la più insidiosa, di reazione passa attraverso le connessioni dei piedini di massa.
Come già detto il LM 3089 ha 2 piedini di massa;

il pin 4 dovrebbe essere usato solamente per il disaccoppiamento dell'ingresso IF.
La massa del pin 4 è di solito collegata alla massa del pin 14 attraverso una traccia sotto il IC. Il disaccoppiamento di V_{CC} (pin 11), del driver AGC (pin 15), del driver dello strumento (pin 13), del controllo del silenzio (pin 12) e in alcuni casi dei 5,6 V di riferimento (pin 10) dovrebbe essere fatto alla massa del pin 14 accanto al IC. La disposizione del circuito stampato di fig. 3.7.3 è stata utilizzata con successo per impedenze di ingresso di 500 Ω (generatore di 1 kΩ/carico di 1 kΩ).

3.7.4 Scelta dei componenti dell'avvolgimento di quadratura

Il procedimento di scelta può essere meglio compreso seguendo un esempio concreto (v. fig. 3.7.4).
Dati: si richiede una larghezza di banda per l'avvolgimento di quadratura pari a 800 kHz
f_o = 10,7 MHz
Q_{UL} (SENZA CARICO) = 75

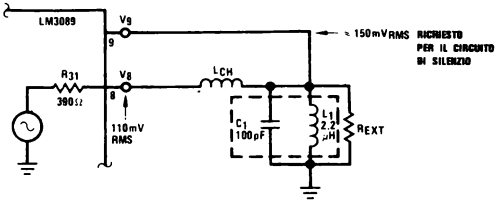


FIGURA 3.7.4 Circuito equivalente dell'avvolgimento di quadratura

Determinare: L_{CH} e R_{EXT}
Si trova il Q in presenza di carico (Q_2) per la richiesta BW:

$$Q_L = \frac{f_o}{BW} = \frac{10{,}7\ \text{MHz}}{0{,}8\ \text{MHz}} = 13{,}38$$

Si trova la resistenza totale (R_T) attraverso l'avvolgimento di quadratura per la BW richiesta:

$$R_T = Q_L X_{LI} = 13{,}38\ (2\pi f_o L_I) = 1981\ \Omega$$

Si trova la reattanza dell'induttanza di accoppiamento (XL_{CH}):

$$XL_{CH} = \frac{R_T V_8}{V_9} = \frac{1981 \times 0{,}110}{0{,}15} = 1453\ \Omega$$

Si trova l'induttanza d'accoppiamento (L_{CH})

$$L_{CH} = \frac{X L_{CH}}{2\pi f} = \frac{1453\ \Omega}{6{,}72 \times 10^7} = 22\ \mu\text{H}$$

Si trova la resistenza parallela R_p del «quad coil» senza carico:

$$R_p = X_{LI}\, Q_{UL} = 148\ \Omega \times 75 = 11{,}1\ \text{k}\Omega$$

Si convertono R_{31} e L_{CH} serie nella resistenza parallela R_{L31}:

$$R_{L31} = \frac{(X L_{CH})^2}{R_{31}} = \frac{1453^2}{390} = 5413\ \Omega$$

Si trova R_{EXT} per $R_T = R_p \| R_{L31} \| R_{EXT}$:

$$R_{EXT} = \frac{1}{\frac{1}{R_T} - \frac{1}{R_p} - \frac{1}{R_{L31}}} = 4348$$

Si utilizza R_{EXT} = 4,3 k

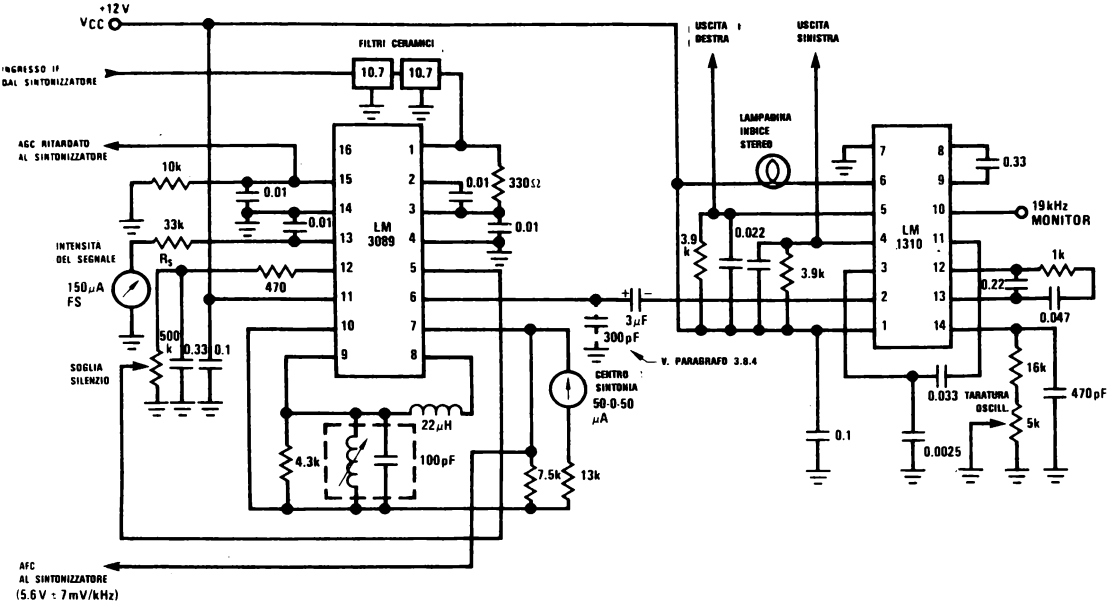


FIGURA 3.7.5 Applicazione tipica del LM3089

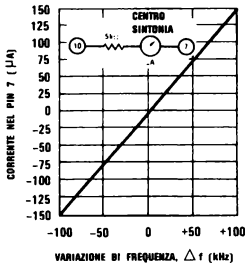


FIGURA 3.7.6 Caratteristiche AFC (Pin 7) in funzione della variazione della frequenza IF d'ingresso

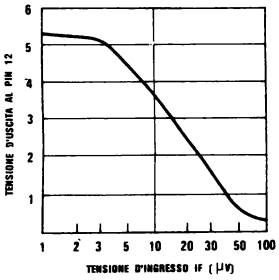


FIGURA 3.7.7. Uscita del controllo silenzio (Pin 12) in funzione del segnale di ingresso

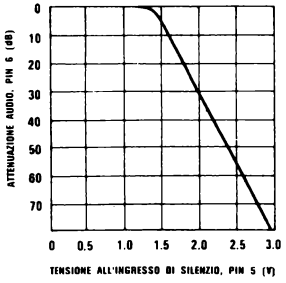


FIGURA 3.7.8 Tipica attenuazione audio (Pin 6) in funzione della tensione all'ingresso di silenzio (Pin 5)

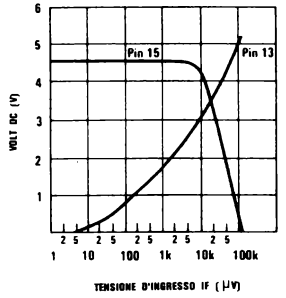


FIGURA 3.7.9 AGC tipico (Pin 15) e uscita del misuratore (Pin 13) in funzione del segnale d'ingresso IF

3.7.5 Applicazione tipica del LM 3089

Il circuito di fig. 3.7.5 illustra la semplicità di un progetto FM IF. I filtri ceramici usati in questa applicazione si sono diffusi largamente negli ultimi anni grazie alle loro limitate dimensioni fisiche e al basso costo.
I filtri eliminano tutte le tarature, eccettuato l'allineamento del discriminatore.
I filtri sono terminati all'ingresso del LM 3089 con un 330 Ω.
Condensatori ceramici a disco con valori tipici da 0,01 a 0,02 μF dovrebbero essere usati per il disaccoppiamento IF dei piedini 2 e 3.
L'uscita AFC al pin 7 può avere due utilizzazioni. Nella fig. 3.7.6 la sensibilità AFC, espressa in mV/kHz, è scelta dall'esterno con una resistenza tra il pin 10 e il 7. Anche una tensione di riferimento diversa da quella presente al pin 10 può essere utilizzata purché la tensione al pin 7 rimanga inferiore di 2 V all'alimentazione e maggiore di 2 V rispetto a terra.
La variazione di tensione per una resistenza di 5 kΩ è di 7,5 mV/kHz o di ≈ 1,5 μA/kHz.
L'uscita AFC può essere anche usata per pilotare un misuratore di centro sintonia.
Anche la sensibilità a piena scala è impostata esternamente.
Le caratteristiche di larga banda del rivelatore e dello stadio rendono il LM 3089 particolarmente adatto a ricevitori stereo. La larghezza di banda del rivelatore è maggiore di 1 MHz, perciò il ritardo di fase del segnale stereo composto, particolarmente nella banda laterale di 38 kHz, è essenzialmente zero.
Tale larga banda diventerà sempre più importante in futuro quando si realizzeranno le trasmissioni stereo a 4 canali.
Lo stadio audio può essere messo in « silenzio » da una tensione inserita al pin 5.
La fig. 3.7.7 mostra la salita della tensione del
La tensione per il pin 5 è derivata dal rivelatore logico di « silenzio » al pin 12.
La fig. 3.7.2 mostra la salita della tensione del piedino 12 quando l'ingresso IF è al di sotto di 100 μV.
La resistenza di 470 Ω e il condensatore da 0,33 μF filtrano gli impulsi di rumore e permettono un inserimento progressivo del circuito.
Il potenziometro è usato per fissare o togliere la soglia al silenzio.

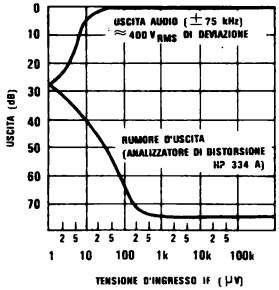


FIGURA 3.7.10 Tipici (S+N)/N e sensibilità di limitazione in funzione del segnale d'ingresso IF

Quando il potenziometro è posizionato per una sensibilità di massimo silenzio versioni di altre ditte del LM 3089 portano a una condizione di imprigionamento (« Latch-up »), con il pin 12 alto per qualunque livello d'ingresso IF.
Il NATIONAL LM 3089 è stato progettato invece perché questo non si verifichi.
Il misuratore dell'intensità del segnale è pilotato da un generatore di tensione al pin 13 (fig. 3.7.9). Il valore della resistenza serie è determinato dallo strumento che si usa:

$$R_s = \frac{V_{MAX}(13)}{I_{FS}} = \frac{5\ V}{150\ \mu A} = 33\ k$$

La corrente massima dal pin 13 dovrebbe essere limitata a circa 2 mA. Sul chip è stata inclusa anche una protezione contro i corticircuiti. Il AGC ritardato (pin 15) è inoltre un generatore di tensione (fig. 3.7.9); la corrente massima dovrebbe ancora essere limitata a circa 2 mA.
La fig. 3.7.10 mostra la sensibilità limite tipica (misurata al pin 1) del LM 3089 quando è realizzato come da fig. 3.7.3b e con la disposizione della fig. 3.7.3a.

3.8 MULTIPLEX STEREO FM

3.8.1 Introduzione

Il LM 1310/1800 è un demodulatore stereo FM ad agganciamento di fase.
Oltre a separare l'informazione sul segnale di sinistra (S) da quella di destra (D) dall'uscita del rivelatore IF, questo tipo di IC realizza una commutazione stereo/mono automatica e un driver per una lampadina da 100 mA.
Il LM 1800 ha l'ulteriore vantaggio di una reiezione dell'alimentazione di 45 dB.
Particolarmente attraente è il basso quantitativo di parti esterne richieste e l'eliminazione completa degli avvolgimenti.
Un solo economico potenziometro realizza una sintonia completa. Il sistema stereo FM risultante offre un suono hi-fi pur mantenendo le caratteristiche di costo dei ricevitori stereo a basso costo.
Le fig. 3.8.1 e 3.8.2 illustrano il ruolo dei LM 1310/1800 nei ricevitori stereo FM. Il grafico nel dominio delle frequenze mostra che la forma d'onda composita d'ingresso contiene l'informazione S + D nella banda audio e l'informazione S — D, con portante eliminata, modulata a 38 kHz.
È inoltre compreso un tono pilota a 19 kHz agganciato al trasmettitore alla sottoportante di 38 kHz.
L'informazione SCA occupa una banda più alta ma non è importante per ricevitori FM commerciali.
Lo schema a blocchi (fig. 3.8.2) di un LM 1800 mostra il segnale composto di ingresso applicato all'amp di frequenza audio che funziona come un disaccoppiatore a guadagno unitario verso la sezione del decoder.
Un secondo segnale amplificato è accoppiato, in modo capacitivo, a due rivelatori di fase, uno nell'anello d'agganciamento di fase e l'altro nella circuiteria di commutazione stereo.
Nell'anello d'agganciamento di fase, l'uscita del VCO (Voltage controlled oscillator): oscillatore controllato di tensione) è diviso due volte di frequenza (a 38 e poi a 19 kHz) e provvede a formare l'altro ingresso per il rivelatore di fase dell'anello.
L'uscita del rivelatore di fase dell'anello aggiusta il VCO a 76 kHz precisi.
L'uscita a 38 kHz del primo divisore di frequenza diventa la sottoportante rigenerata che demodula l'informazione S — D nella sezione decoder.
Il segnale composto amplificato e uno a 19 kHz in fase, generato nell'anello phase locked, pilotano il rivelatore di fase.
Quando l'anello è agganciato la tensione DC di uscita di questo rivelatore di fase misura l'ampiezza pilota.
Per segnali pilota sufficientemente forti da permettere una buona ricezione stereo scatta il trigger, che applica la sottoportante rigenerata al decoder e accende la lampadina indice di trasmissione stereo.
L'isteresi presente nel trigger è una protezione contro una commutazione non corretta stereo/mono e il conseguente tremolio della lampada.
In funzionamento mono (il commutatore elettronico aperto) l'uscita del decoder raddoppia il segnale composto d'ingresso escluso quello che i condensatori (dal pin 3 e 6 a massa) fanno diminuire con le resistenze di carico a 2 kHz.
Nel funzionamento stereo (il commutatore elettronico chiuso) il decoder demodula l'informazione S — D, è accoppiato con l'informazione S + D e poi presenta segnali separati e disaccoppiati S e D alle uscite 4 e 5 rispettivamente.
La fig. 3.8.3 è uno schema equivalente di un LM 1800. Il LM 1310 è identico a parte che la circuiteria di recupero dell'uscita (Q_{35}-Q_{38}) viene eliminata e i piedini d'uscita sono collegati ai collettori di Q_{39}-Q_{42}.
Così il LM 1310 è essenzialmente una versione a 14 piedini del LM 1800 con resistenze di carico ritornate all'alimentazione anziché a terra.
Il NATIONAL LM 1800 è un sostitutivo pin-to-pin (a piedinatura compatibile) del UA 758 mentre il LM 1310 è il sostituto diretto del MC 1310.

3.8.2 Applicazione tipica del LM 1800

Il circuito di fig. 3.8.4 illustra la semplicità di un sistema di demodulazione stereo FM progettato utilizzando il LM 1800.
R_3 e C_3 determinano un adeguato intervallo di cattura e una risonanza naturale d'anello a bassa frequenza ben smorzata.
C_8 ha l'effetto di mettere in shunt il jitter (spostarsi in modo casuale) della fase, una causa dominante dei problemi di separazione di canale ad alta frequenza.
Si ricorda che la sottoportante a 38 kHz rigenera attraverso l'agganciamento di fase l'uscita di un divisore a 19 kHz al tono pilota.
I ritardi attraverso il divisore danno la forma d'onda a 38 kHz in anticipo sulla sottoportante trasmessa.
L'aggiunta di un condensatore C_9 (0,0025 μF) al pin 2 introduce un ritardo all'ingresso dell'anello

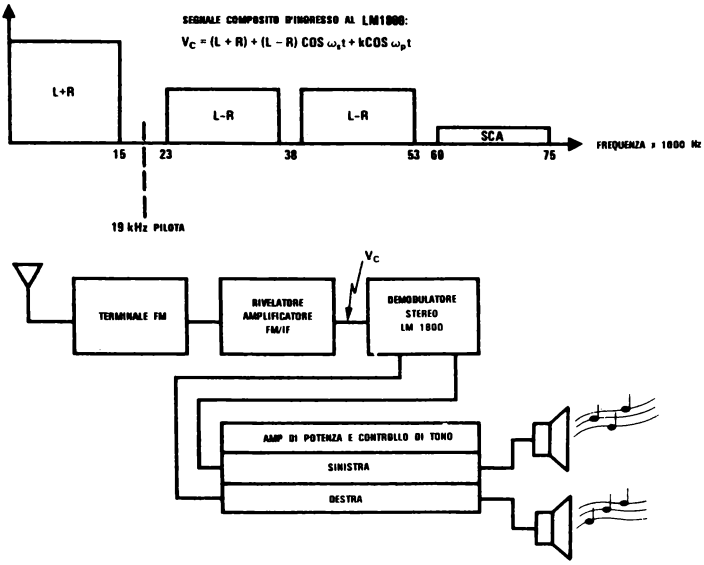


FIGURA 3.8.1 Schema a blocchi del ricevitore FM e spettro di frequenze del segnale d'ingresso del LM1800

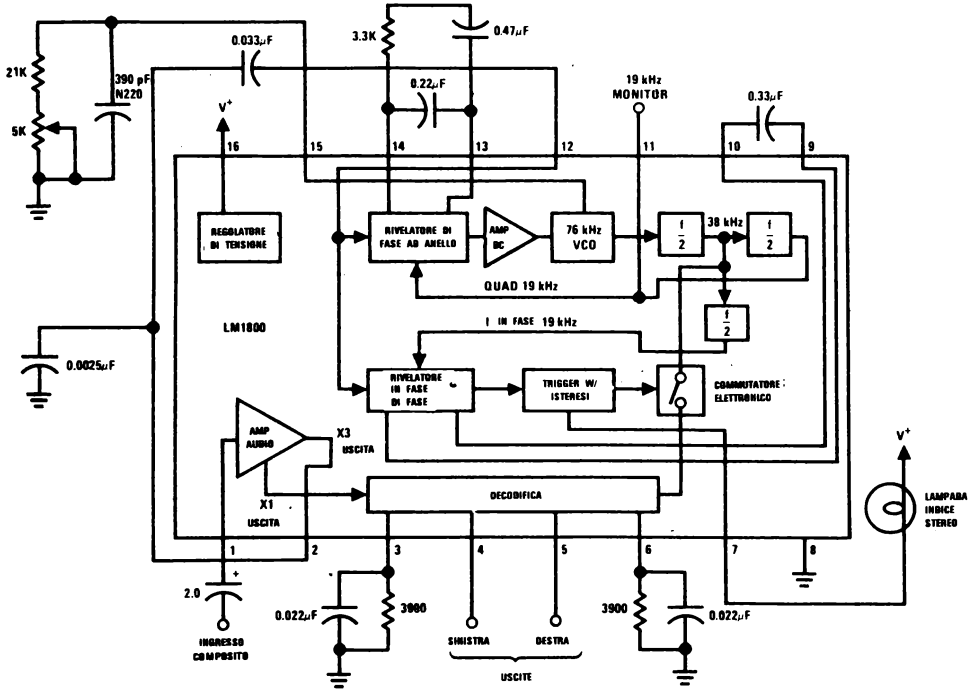


FIGURA 3.8.2 Schema a blocchi del LM1800

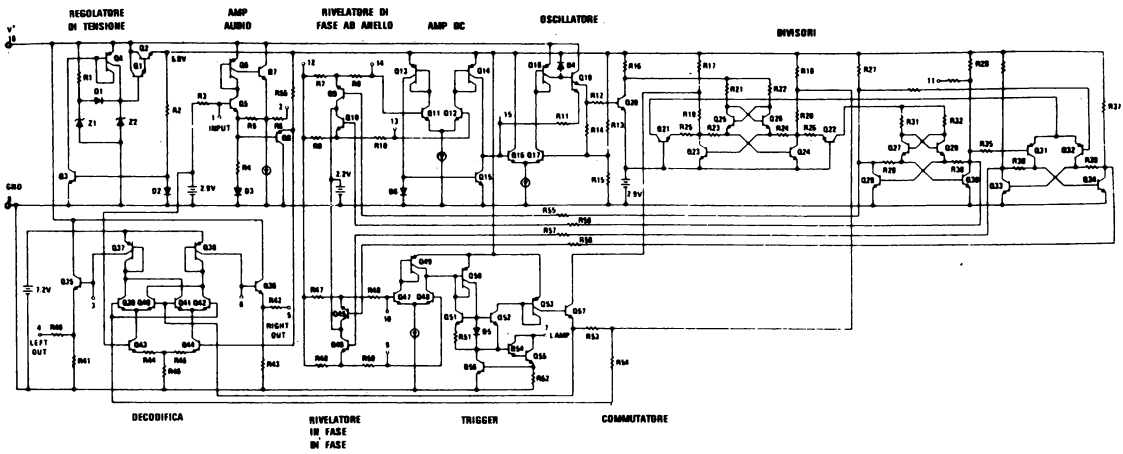


FIGURA 3.8.3 Schema equivalente del LM1800

d'agganciamento di fase compensando i ritardi del divisore di frequenza.
La resistenza d'uscita dell'amp audio è progettata 500 Ω per facilitare tale collegamento.
Il range di cattura del LM 1800 può essere modificato alterando il prodotto RC esterno, sul piedino VCO.
Il guadagno d'anello si può mostrare che diminuisce al decrescere della resistenza di VCO ($R_4 + R_5$ in fig. 3.8.4).
Mantenendo costante il prodotto RC e aumentando la capacità da 390 pF a 510 pF si restringe il range di cattura di circa il 25%.
Benché il sistema risultante possieda una separazione di canale leggermente migliorata è tuttavia più sensibile alla sintonia VCO.
Quando i circuiti finora descritti sono collegati a un ricevitore FM reale la separazione di canale spesso è carente a causa della imperfetta risposta in frequenza dello stadio IF.
La rete all'ingresso (fig. 3.8.5) può essere utilizzata per compensare la caduta nel IF e ripristinare un suono stereo ad alta qualità.
Se un progettista di ricevitore dovesse preferire un punto di commutazione stereo/mono diverso da quelli programmati nel LM 1800 (pilotaggio tipicamente 15 mV_{RMS} accesso, 6,0 mV_{RMS} spento), il circuito di fig. 3.8.6 offrirebbe la flessibilità desiderata.
L'utilizzatore che desidera leggermente aumentato il guadagno di tensione attraverso il demodutore può aumentare la dimensione delle resistenze di carico (R_1 e R_2 nella fig. 3.8.4). Verificando la corrispondente modifica dei condensatori di

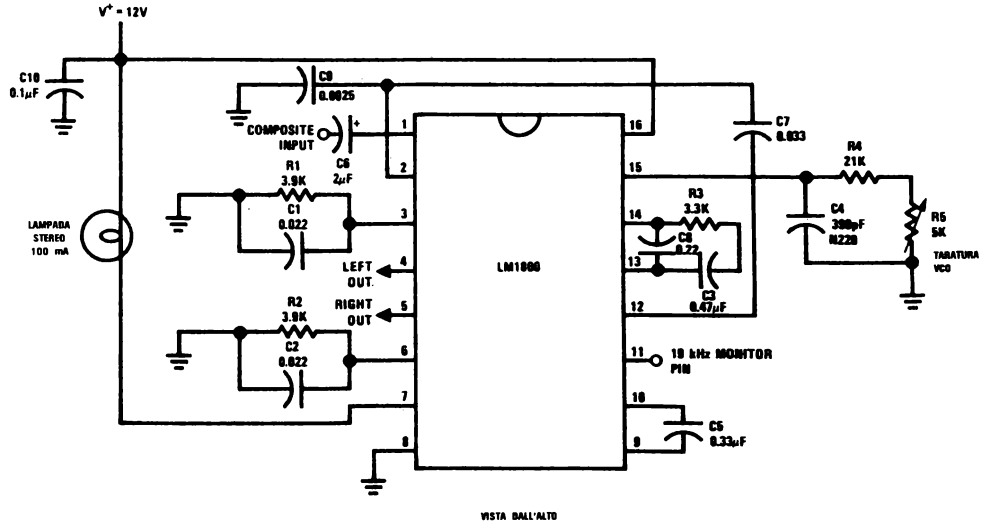


FIGURA 3.8.4 Tipica applicazione del LM1800

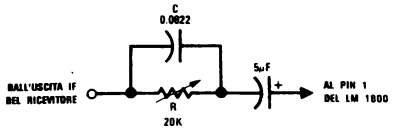


FIGURA 3.8.5 Compensazione del Rolloff IF del ricevitore

deenfasi (C_1 e C_2), si possano usare carichi anche di 5,6 kΩ (guadagno 1,4).
Le prestazioni del LM 1800 sono virtualmente indipendenti dall'alimentazione (da 10 a 16 V) a causa del regolatore «on chip» (presente sul IC).
Benché gli schemi del circuito portino una lampadina indice da 100 mA qualche utilizzatore può desiderare un LED.
Questo non dà problemi al LM 1800 finché una resistenza è collegata in serie per limitare la corrente a un valore sopportabile del LED.
La lampadina e il LED possono essere alimentati da qualunque sorgente (fino a 18 V) e non devono essere necessariamente pilotati dalla stessa alimentazione del LM 1800.

3.8.3 Applicazione tipica del LM 1310

La fig. 3.8.7 mostra un tipico progetto di demodulatore stereo che include il LM 1310.

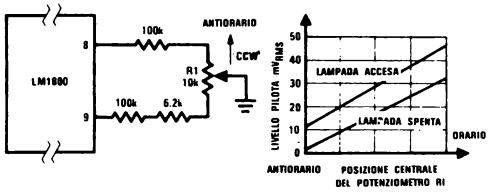


FIGURA 3.8.6 Taratura del punto di commutazione stereo/mono

Il range di cattura, la regolazione della sensibilità e la compensazione dell'anticipo dell'ingresso sono tutti argomenti che vengono trattati come per il LM 1800.

3.8.4 Considerazioni particolari sul National LM 1310/1800

Un crescente numero di sistemi FM stereo utilizzano il circuito IF standard (LM 3089) con un demodulatore (LM 1310/1800) come in fig. 3.8.8.
Un condensatore opzionale da 300 pF sul pin 6 del LM 3089 è spesso richiesto per limitare la larghezza di banda presentata ai terminali d'ingresso del demodulatore.
Al diminuire del livello d'ingresso IF e quando gli stadi limitatori cominciano a uscire dai livelli di limitazione, aumenta la larghezza di banda del rumore del rivelatore.

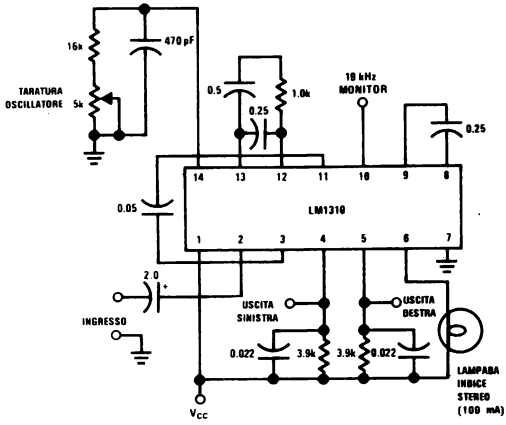


FIGURA 3.8.7 Applicazione tipica del LM1310

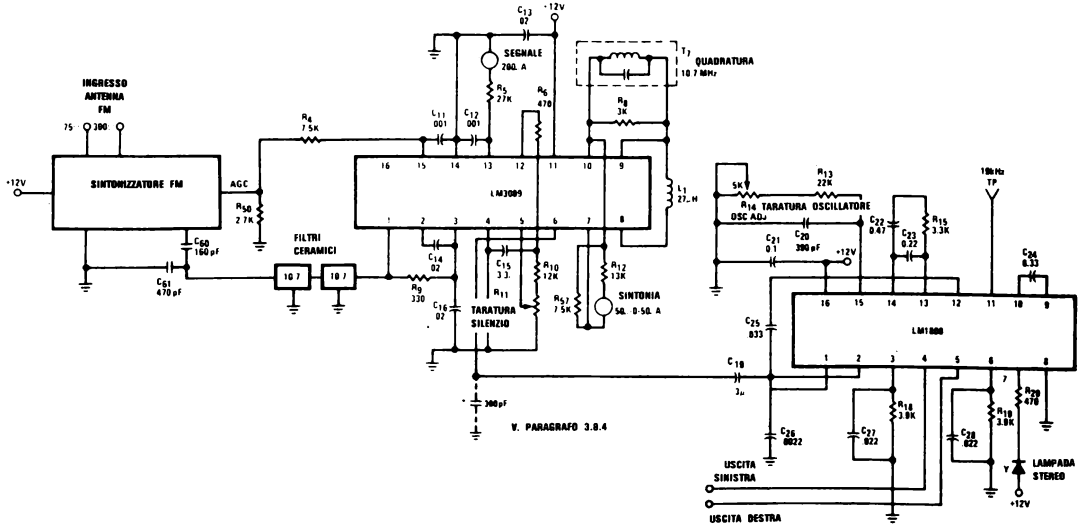


FIGURA 3.8.8. Applicazione del LM3089/LM1800

La maggior parte delle versioni concorrenti del LM 1310 sentono inavvertitamente come AM questo rumore nel loro amp audio d'ingresso, portando a una diminuzione del rapporto segnale/rumore del sistema. È perciò richiesto un condensatore da 300 pF che elimini questo rumore dall'ingresso del demodulatore; diminuendo la banda, il sistema può così mantenere un rapporto accettabile S/N.
Il NATIONAL LM 1310 è stato progettato per eliminare il fenomeno di rivelare il rumore AM, e presenta così eccellenti prestazioni S/N con o senza limitazione di banda IF.
È inoltre migliorata la separazione di canale attraverso l'eliminazione del condensatore da 300 pF poiché esso introduceva spiacevoli spostamenti di fase.
Il NATIONAL LM 1800 ha le stesse caratteristiche, come pure le versioni concorrenti a 16 pin.
Per sistemi che richiedono eccellenti caratteristiche THD il LM 1800 A è offerto con un massimo garantito di 0,3%.
Rappresentando il più basso valore di THD presente in demodulatori stereo il LM 1800 A soddisfa le stringenti specifiche del mercato dei ricevitori più sofisticati.
L'utilizzazione del principio dell'anello d'agganciamento di fase permette ai LM 1310/1803 di demodulare segnali stereo FM senza l'uso di costosi e delicati avvolgimenti.
Le numerose possibilità offerte dal demodulatore lo rendono estremamente attraente in molti tipi di ricevitori per casa e per auto.
In effetti il LM 1310 e il LM 1800 rappresentano oggi gli standard, la misura nel campo dei demodulatori stereo FM integrati.

3.9 DEFINIZIONI DI TERMINI DI USO FREQUENTE

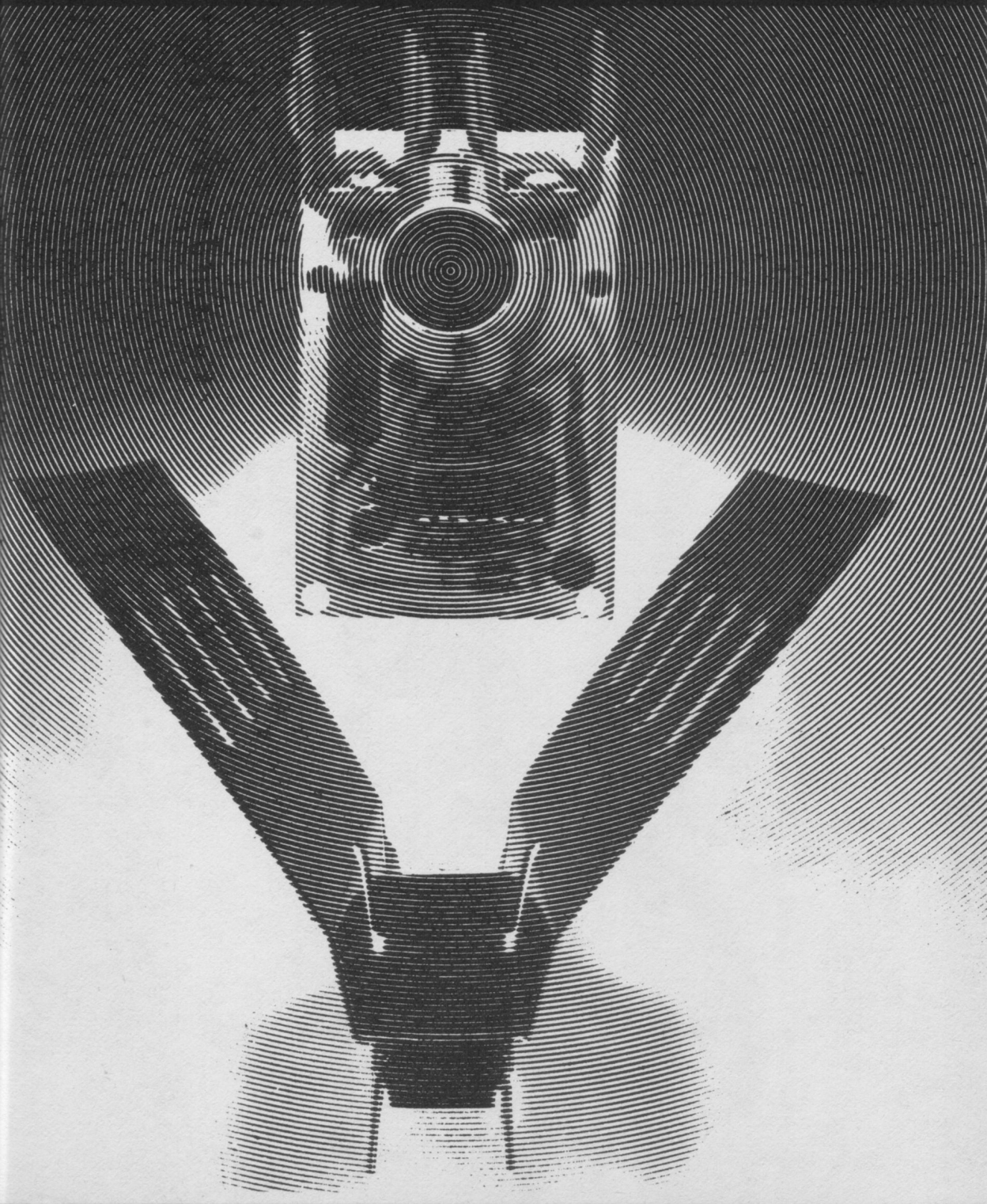
Audio ripristinato: il valore della tensione audio misurata all'uscita per certe condizioni del circuito.
Corrente di alimentazione: la corrente richiesta dall'alimentazione perché l'amp lavori senza carico e con l'uscita a zero.
Corrente di BIAS d'ingresso: la media delle 2 correnti d'ingresso.
Corrente d'ingresso AGC: la corrente richiesta per polarizzare l'ingresso di tensione centrale della sezione AGC.
Distorsione armonica: quella percentuale di distorsione armonica che è definita come cento volte il rapporto della somma RMS (ROOT-MEAN-SQUARE) delle armoniche rispetto alla fondamentale.
La distorsione armonica percentuale vale:

$$\frac{(V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \ldots)^{1/2}}{V_1}(100\%)$$

in cui V_1 è l'ampiezza RMS della fondamentale e V_2, V_3, V_4,... sono le ampiezza RMS delle singole armoniche.
Figura di merito AGC (Range AGC): Il range massimo del livello del segnale d'ingresso, che è richiesto per far scendere di una quantità prefissata l'uscita dal suo livello massimo specificato.
Figura di rumore: il logaritmo comune del rapporto tra il rapporto S/N all'ingresso e il rapporto S/N all'uscita.
Guadagno in tensione per grandi segnali: il rapporto tra il range massimo della tensione d'uscita e la variazione nella tensione d'ingresso richiesta per pilotare l'uscita da zero a questa tensione.
Larghezza di banda della potenza: quella frequenza alla quale il guadagno di tensione si riduce a $1/\sqrt{2}$ del valore che aveva nella banda piatta, fissati il carico e la potenza d'uscita.
Larghezza di banda IF: l'intervallo di frequenze centrate attorno alla frequenza IF, limitate dai punti di ampiezza —3 dB.
Range della tensione d'ingresso: l'intervallo massimo delle tensioni sui terminali d'ingresso per cui l'amp lavora all'interno delle specifiche.
Rapporto di cattura: una misura della capacità di un sintonizzatore FM di rigettare un segnale di interferenza della stessa frequenza del segnale desiderato (ovvero sulla stessa frequenza di portante). È il rapporto tra il segnale desiderato e quello non desiderato richiesto per una soppressione 30 dB del segnale non voluto (IHF Std).
Rapporto di relezione AM: il rapporto tra l'uscita audio ripristinata prodotta da un segnale FM di livello e durata determinati e un'uscita audio ripristinata prodotta da un segnale AM indesiderato di ampiezza e indice di modulazione specificati.
Relezione all'alimentazione: il rapporto tra la variazione nella tensione di offset all'ingresso e la variazione nelle tensioni di alimentazioni che la causano.
Relezione SCA: il rapporto tra il segnale a 67 kHz SCA all'uscita e l'uscita desiderata con in ingresso un segnale standard FCC.
Resistenza d'ingresso: il rapporto tra la variazione nella tensione d'ingresso e la variazione nella corrente d'ingresso rispetto a un ingresso, con l'altro a massa.
Range della tensione d'uscita: il valore di picco della tensione d'uscita, rispetto allo zero, che si può ottenere senza clipping.
Resistenza d'uscita: il rapporto tra la variazione della tensione d'uscita e la variazione della corrente d'uscita, l'uscita essendo nell'intorno di zero.
Sbilanciamento di canale mono: il rapporto delle uscite dai canali di destra e di sinistra con un segnale mono all'ingresso.
Selettività IF: la capacità degli stadi IF di accettare il segnale da una stazione rifiutando i segnali di stazioni adiacenti: è il rapporto tra il segnale desiderato e quello non desiderato richiesto per una soppressione 30 dB del segnale non desiderato (IHF Std).
Sensibilità: v. sensibilità di limitazione.
Sensibilità d'ingresso: il livello minimo del segnale d'ingresso richiesto, per una certa frequenza, per dare un prefissato rapporto segnale/disturbo all'uscita audio ripristinata.
Sensibilità di limitazione: in FM il livello del segnale d'ingresso che provoca nel livello dell'uscita audio ripristinata una caduta di 3 dB dal livello d'uscita con un determinato grande segnale all'ingresso.

Separazione di canale: il livello del segnale di uscita di un amplificatore non pilotato rispetto al livello d'uscita di un amp adiacente pilotato.
Slew rate: la velocità di variazione (pendenza) internamente limitata, nella tensione d'uscita con una funzione a gradino di grande ampiezza applicata all'ingresso.
Soglia di limitazione: v. sensibilità di limitazione.
Soppressione AM: v. rapporto di reiezione AM.
Spostamento d'uscita DC AGC: lo spostamento del punto di riposo della tensione d'uscita della sezione AGC per una certa modifica della tensione centrale AGC.
Tensione di rumore RF: la tensione equivalente di rumore, riportata all'ingresso, dello stadio RF.
Transconduttanza RF: il rapporto tra la corrente d'uscita RF e la tensione d'ingresso RF.

CAPITOLO 4.0
AMPLIFICATORI DI POTENZA



4.1 ALL'INTERNO DEI CIRCUITI INTEGRATI DI POTENZA

Gli amp. audio di potenza, fabbricati, utilizzando la tecnologia dei circuiti integrati, nel progetto circuitale non differiscono granchè dai tradizionali amp. op.
Predominano l'utilizzo di generatori di corrente, di carichi attivi e di tecniche differenziali bilanciate, con il risultato di ottenere dispositivi ad alto guadagno, larga banda e bassa distorsione.
Le maggiori diversità di progetto si verificano negli stadi d'uscita ad alta corrente degli amp classe AB in cui sono richieste geometrie particolari e sono utilizzate tecniche speciali di layout per garantire la stabilità termica su tutto il chip.
Gli argomenti presentati nei paragrafi seguenti possono essere una breve introduzione alle tecniche di progetto utilizzate nei IC audio di potenza.
Si spera che dalla lettura delle considerazioni discusse possa risultare una più chiara comprensione del modo di lavorare « interno », per ottenere quindi più facile applicazione di questi dispositivi.

4.1.1 Risposta di frequenza e distorsione

La maggior parte degli amp audio sono simili a quello riportato in fig. 4.1.1.
All'ingresso un blocco di tranconduttanza ($gm = i_o/v_i$) pilota un amp invertente ad alto guadagno.
In più è presente uno stadio d'uscita con alto guadagno in corrente ma guadagno unitario in tensione.
Il segnale risultante all'uscita è dato da:
$v_o = v_i \, g_m \, X_C$
ovvero, riscritto in termini di guadagno:

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = gm\, X_C = \frac{gm}{s\,C} = \frac{gm}{j\,\omega\,C} \qquad (4.1.2)$$

Eguagliando a 1 l'equazione 4.1.2 si ottiene come soluzione la frequenza d'attraversamento del guadagno unitario dell'amp:
$= 1$

$$A_V = \frac{gm}{j\,\omega\,C} = \frac{gm}{j\,2\,\pi\,f\,C} = 1 \qquad (4.1.3)$$

$$f = {}_{UNITA'} = \frac{gm}{2\,\pi\,f\,C} \qquad (4.1.4)$$

L'equazione (4.1.2) mostra una risposta di un polo singolo che vuol dire una pendenza di 20 dB/decade nella curva guadagno-frequenza di figura 4.1.1.
C'è naturalmente un polo a bassa frequenza che è determinato dal condensatore di compensazione e dalla resistenza verso terra visti all'ingresso dell'amp invertente.
Di solito tale polo è al di sotto di 100 Hz cosicché gioca solo una piccola parte nella determinazione delle prestazioni dell'amp con disposizioni di reazione usuali.
Perché un amp di questo tipo sia stabile in circuiti di reazione a guadagno unitario, è necessario aggiustare gm e C cosicchè la frequenza di crossover a guadagno unitario sia all'incirca 1 MHz.
Questo, in breve, è dovuto alla presenza di pochi altri spostamenti di fase non desiderati che sono difficili da eliminare utilizzando transistor PNP laterali in realizzazioni monolitiche sia di blocchi di trasconduttanza che di disaccoppiamento.
La fig. 4.1.1 mostra che se $f_{UNITA'}$ è 1 MHz allora sono disponibili a 20 kHz solo 34 dB di guadagno.
Poiché la maggior parte dei circuiti audio richiedono un guadagno maggiore molti IC audio non sono compensati all'unità.
Una valutazione del LM 380 o del LM 377 mostrerà problemi di stabilità negli anelli reazionati con meno di 20 dB di guadagno ad anello chiuso.
Per un momento si consideri il problema della distorsione (THD) nei progetti audio.
Il disaccoppiatore a fig. 4.1.1 è essenzialmente un emitter-follower (NPN durante i semicicli positivi e PNP durante quelli negativi, operazione classe B).

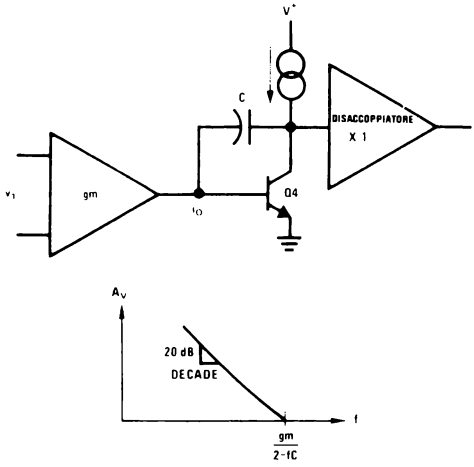


FIGURA 4.1.1 Modello per piccoli segnali di un Amp audio

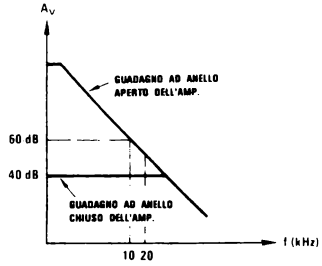


FIGURA 4.1.2 Reazione e guadagno d'anello

Di conseguenza il carico presentato al collettore del transistor di guadagno è diverso a seconda del semiciclo in cui si trova l'uscita.
Lo stesso amp disaccoppiatore contribuisce spesso alla distorsione di crossover.
Supponiamo per un momento che l'amp sia da usare ad anello aperto (ovvero senza nessuna reazione AC) e che il risultato sia un segnale d'uscita distorto del 10% a 10 kHz.
Si assume poi che il grafico guadagno-frequenza ad anello aperto sia quello di fig. 4.1.2 cosicché l'amp lavora con 60 dB di guadagno.
Si aggiunge ora una reazione negativa all'amp cosicché si porta il guadagno a 40 dB e si nota che il guadagno in tensione rimane piatto con la frequenza in tutta la banda audio.
In tale configurazione ci sono 20 dB di guadagno d'anello (la differenza tra il guadagno ad anello aperto e quello ad anello chiuso) che lavorano a correggere, di ≈ 20 dB, la distorsione nella forma d'onda, riducendola all'1% dal valore di 10% che si aveva ad anello aperto.

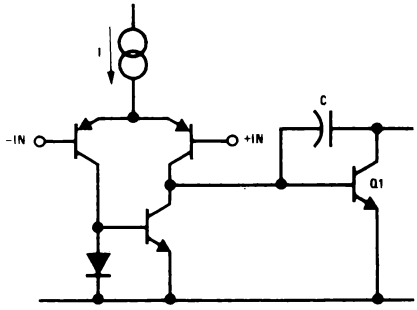


FIGURA 4.1.3 Tipico blocco gm

Un ulteriore studio della fig. 4.1.2 mostra che c'è un guadagno d'anello maggiore alle basse frequenze che dovrebbe, e così è, favorire la THD alle basse frequenze.

4.1.2 Lo slew rate

Gli amp audio IC non solo devono avere una maggior larghezza di banda dei vari amp op ma devono anche avere migliore slew-rate.
Lo slew-rate è una misura della capacità di un amplificatore operazionale di mantenere per grandi segnali le stesse caratteristiche che avere per piccoli uguali.
Il blocco di transconduttanza di fig. 4.1.1 porta all'esterno una corrente per una certa tensione di piccolo segnale in ingresso.
La fig. 4.1.3 mostra uno stadio d'ingresso tipicamente utilizzato in amp audio.
Per quanto sia grande la tensione all'ingresso differenziale, la corrente disponibile non può mai superare I.
E questa corrente costante I che carica il condensatore di compensazione C diventa un segnale a rampa sul collettore di Q_1.
La pendenza di questa rampa è definita come slew rate e di solito si esprime in volt per microsecondo. Aumentando il valore del generatore di corrente aumenta lo slew rate, a spese però della corrente di bias d'ingresso e del gm, che pure aumentano.
Grossi valori di gm richiedono grandi condensatori di compensazione che sono costosi nei progetti IC.
Il compromesso ottimale è quello di prendere una corrente I abbastanza grande per avere uno slew rate adeguato e aggiungere poi resistenze di degenerazione di emitter ai PNP per abbassare gm.
Lo slew rate si può calcolare dalla conoscenza dei soli I e C.

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I}{C} \qquad (4.1.5)$$

Per meglio chiarire perché lo slew-rate è significativo in amp audio si consideri un segnale audio sinusoidale da 20 kHz con 40 V_{p-p}, uno dei casi più critici per gli impianti audio attuali.

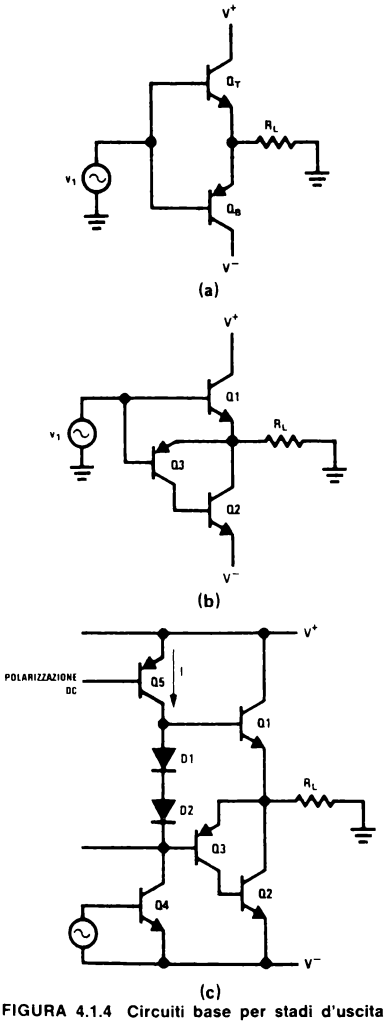


FIGURA 4.1.4 Circuiti base per stadi d'uscita di classe B

La velocità di variazione di tensione che è richiesta è massima all'attraversamento di zero e vale 2,5 V/μs.
L'equazione (4.1.6) è una espressione generale per ottenere lo slew rate per una data sinusoidale (paragrafo 1.2.1).

$$\text{Slew rate} = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \pi f V_{p-p} \qquad (4.1.6)$$

4.1.3 Stadi d'uscita

In ultima analisi uno stadio di potenza che porta gli ampère della corrente di carico contiene le principali diversità tra progetti di amp audio e op.
La classica classe B è realizzata semplicemente con un PNP e un NPN in grado di fornire grosse correnti, ma poiché il progettista di IC non dispone di buoni PNP si verificano numerose soluzioni di compromesso.
La fig. 4.1.4b presenta la parte superiore PNP sostituita con una realizzazione composita PNP/NPN.
Sfortunatamente Q_2/Q_3 dà un anello di reazione che tende abbastanza all'oscillazione nell'intervallo 2-5 MHz.
Benché la frequenza d'oscillazione sia ben al di sopra delle frequenze percepite, può tuttavia essere una situazione critica in vicinanza a ricevitori RF.
Con diverse possibilità di successo si usano tecniche di stabilizzazione come le seguenti:

1. Mettere un RC esterno tra il piedino d'uscita e terra per abbassare il guadagno del NPN. Questa soluzione funziona abbastanza bene e viene riportata da numerosi data-sheet.
2. Utilizzare metodi di geometria dei componenti per migliorare la risposta in frequenza del PNP. Questo è stato fatto, con successo. nel LM 377, LM 378 e LM 379. L'unico problema in questo caso è che la polarizzazione del PNP migliorato riduce di un poco la dinamica d'uscita utile, diminuendo così la capacità di potenza dell'uscita.
3. Aggiungere una resistenza in serie con l'emettitore o con la base di Q_3.
4. Rendere Q_3 un PNP a guadagno controllato unitario il che ha il vantaggio supplementare di mantenere il guadagno all'incirca uguale per ogni metà ciclo.
5. Aggiungere un condensatore tra il collettore di Q_3 e massa.

Queste ultime tre soluzioni funzionano talvolta, in qualche misura, ai livelli di corrente più alti.
La fig. 4.1.5 illustra la distorsione al crossover come risulterebbe dal circuito in fig. 4.1.4b.
Incominciando con Q_1 acceso e l'uscita dell'amp in discesa dalla parte superiore del semiciclo verso l'attraversamento di zero, è chiaro che l'emitter di Q_1 può seguire la sua base finché l'emitter raggiunge zero volt.
Tuttavia, poiché la tensione di base continua al di sotto di 0,7 V, Q_1 si deve spegnere, ma Q_2/Q_3 non si possono accendere finché l'ingresso non scende a — 0,7 V.
Così ci sono 1,4 V di zona morta in cui l'uscita non può seguire l'ingresso.
E poiché le dimensioni della zona morta sono indipendenti dall'ampiezza di uscita l'effetto risulta più pronunciato ai bassi livelli.
Naturalmente la reazione serve a correggere tutto questo, ma il risultato è comunque una forma d'onda distorta, che ha una resa sonora purtroppo non troppo piacevole.
Infatti l'anello di reazione o il PNP composito oscillano talvolta allorquando si cerca di superare la non linearità generando armoniche che possono anche disturbare ricevitori radio.
Il circuito di fig. 4.1.1c aggiunge una « polarizzazione AB ». Portando corrente attraverso D_1 e D_2 i transistor d'uscita sono tenuti debolmente accesi per permettere un meno brusco attraversamento della regione di zero. Di solito buona parte della corrente di alimentazione in amp audio è costituita da questa corrente di polarizzazione AB, che va da 1 a 15 mA per amplif.
Alcuni amp alle alte frequenze (intorno ai 10 kHz) mostrano una distorsione al crossover leggermente maggiore per l'attraversamento in direzione negativa che per quello in direzione positiva.

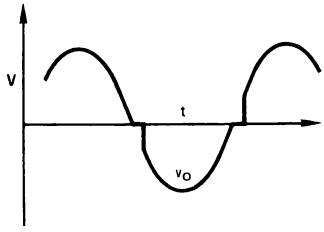


FIGURA 4.1.5. Distorsione al Crossover

Questo si spiega attraverso i ritardi dei PNP compositi (Q_2/Q_3) all'accensione.
Se l'amp fornisce corrente apprezzabile di carico nel semiciclo superiore, la corrente di emitter di Q_1 provoca un aumento della sua tensione base-emitter e lo spegnimento di Q_3 (poiché la tensione su D_1 e D_2 è fissata da I).
Così segnali veloci sul fronte negativo richiedono alla struttura composita di passare da un tutto acceso a un tutto spento e la risposta è troppo lenta.
Come si può immaginare la compensazione dell'anello (Q_2 e Q_3) per la stabilità allunga ancora di più i tempi di commutazione. Tale problema rende assai difficile ottenere una bassissima distorsione ($< 0{,}2\%$) in amp audio alle alte frequenze audio (20 kHz).
Un altro fenomeno interessante si verifica quando qualche amp IC oscilla alle alte frequenze: la corrente di alimentazione cresce e gli amp muoiono!
Questo si può di solito spiegare con segnali di uscita in salita in cui il veloce transistor superiore NPN (Q_1) si accende prima che il lento composito si spenga, cosicché forti correnti si trovano a passare direttamente attraverso l'amp (Q_1 e Q_2).

Le componenti della distorsione finora discusse sono tutte causate da non linearità del circuito e dai guadagni d'anello introdotti per coprirle.
Tuttavia alle basse frequenze (sotto i 100 Hz) anche problemi termici dovuti alla disposizione del chip possono causare distorsioni.
Nei IC audio sui transistor di pilotaggio dell'uscita si dissipano grosse potenze provocando gradienti termici significativi sul contenitore. Poiché un sensibile amp d'ingresso spartisce lo stesso pezzo di silicio bisogna porre attenzione a mantenere una simmetria termica per minimizzarne la retroazione.
Notiamo però come di là delle numerose restrizioni dei progetti audio IC, i dispositivi svolgono comunque un buon lavoro, alcuni dando meno di 1% di THD da 20 Hz a 20 kHz, un non cattivo exploit, dopotutto!

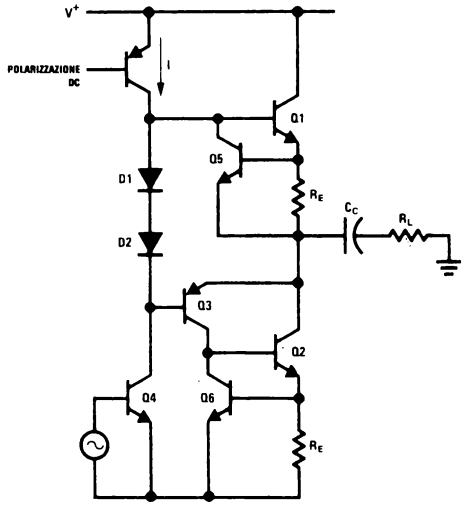


FIGURA 4.1.6 Un semplice sistema di limitazione della corrente

4.1.4 Circuiti di protezione dell'uscita

Per la stessa natura dei sistemi audio l'amp si trova spesso a pilotare un trasduttore (altoparlante) posto lontano rispetto ai componenti elettronici.
Per la protezione contro un involontario cortocircuito dell'altoparlante alcuni IC audio sono progettati per autolimitare la corrente d'uscita a valori di sicurezza.
La fig. 4.1.6 è un semplice esempio di limitazione di corrente: Q_5 o Q_6 si accendono per limitare il pilotaggio in base dell'uno o dell'altro transistor d'uscita (Q_1 o Q_2) allorché la corrente attraverso le resistenze di emitter è sufficiente a superare la soglia di una giunzione base-emitter.
La limitazione è introdotta bruscamente nella parte superiore poiché Q_5 deve solo attingere al generatore di corrente I.
Viceversa la corrente che Q_6 deve prendere è composta in modo più complesso, dipendono dal valore del ritardo α di Q_3, il che porta a una limitazione più morbida sul lato negativo.
Altri collegamenti possono essere usati per rendere più netta la limitazione, ma essi danno di solito un anello scarsamente stabile che deve essere compensato in frequenza per evitare oscillazioni durante l'azione limitante.
Il principale svantaggio del circuito di fig. 4.1.6 è che 1,4 V sono persi dalla dinamica d'uscita in carico a causa della caduta di tensione sulle 2 R_E.
Il circuito migliorato di fig. 4.1.7 riduce i valori di R_E per limitare la stessa corrente, ma è utilizzabile solo in configurazioni DARLINGTON. Ha la stessa curva morbida nella parte negativa ma sfrutta solo 0,4 V della dinamica d'uscita.

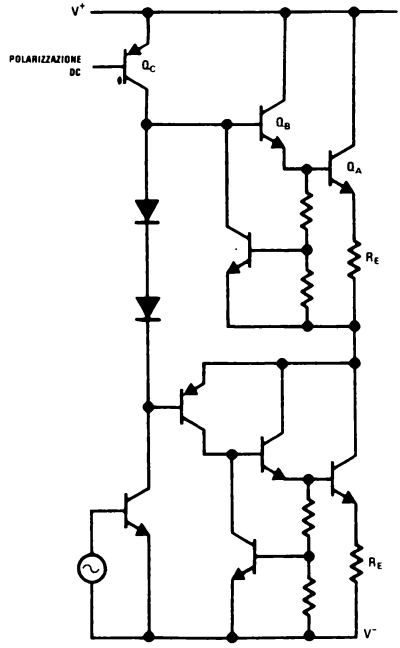


FIGURA 4.1.7 Una limitazione di corrente migliorata

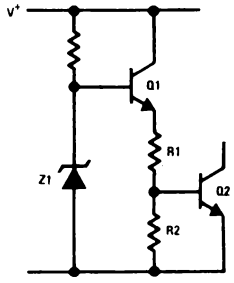


FIGURA 4.1.8. Un tipico dispositivo per lo spegnimento termico

Ci sono ancora pochi altri metodi utilizzati, alcuni che sfruttano anche meno di 0,4 V. In effetti è ulteriormente possibile aggiungere una informazione di tensione alla base del transistor di limitazione della corrente e raggiungere una sicura protezione dell'area di lavoro.
Si deve comunque fare attenzione in questi progetti a permettere una corrente in anticipo o in ritardo fino a 60° per soddisfare le varie esigenze degli altoparlanti sul mercato.
Tuttavia, i circuiti mostrati in fig. 4.1.6 e 4.1.7 sono rappresentativi della grande parte dei IC audio nel mercato attuale.
Una grossa quantità della potenza dissipata sulla piastrina provoca un aumento delle temperature del chip al di sopra di quella ambientale.
Nei IC audio è usuale inserire della circuiteria per sentire la temperatura del chip e spegnere l'amp allorché questo comincia a scaldare troppo.
Nella fig. 4.1.8 è presentato uno di questi circuiti.
La tensione all'emitter di Q_1 aumenta con la temperatura a causa sia del TC dello zener (Z_1) che della tensione emitter-base di Q_1.
Così la tensione alla giunzione di R_1 e R_2 aumenta mentre la tensione richiesta per superare la soglia della giunzione emitter-base di Q_2 cade con la temperatura.
Nella maggior parte dei progetti il rapporto delle resistenze è posto alla soglia di Q_2 a circa 165 °C.
La corrente di collettore di Q_2 è allora usata per disabilitare l'amp.
L'aggiunta di spegnimenti termici nei IC audio ne ha aumentato grandemente l'affidabilità operativa.
Infatti in un progetto a componenti discreti se l'assorbimento del calore è inadeguato i dispositivi si bruciano;
Invece un IC termicamente protetto l'amp si limita a ridurre il pilotaggio del carico per mantenere la temperatura del chip a un valore di sicurezza.

4.2 INDICAZIONI DI PROGETTO RIGUARDO AL LAYOUT, ANELLI DI TERRA E BYPASS DELL'ALIMENTAZIONE

Il layout, la messa a terra e il disaccoppiamento delle alimentazioni richiedono nei circuiti audio di potenza la stessa accurata attenzione ai particolari che si era descritta per i preamp IC.
Tutti i punti descritti nel paragrafo 2.2 di questo manuale si applicano direttamente all'utilizzo degli amp di potenza e dovrebbero essere consultati prima di utilizzarli.
Per riferimento si ricordano i paragrafi significativi:

Paragrafo 2.2.1 LAYOUT

Paragrafo 2.2.2 Anelli di terra

Paragrafo 2.2.3 BYPASS dell'alimentazione

Paragrafo 2.2.4 Ulteriori indicazioni per la stabilizzazione

4.3 SCELTA DELL'AMP DI POTENZA

La linea NATIONAL SEMICONDUCTOR di amp audio di potenza è costituita da 2 grandi famiglie: i « DOPPI » costituiti dal gruppo LM 377, LM 378 e LM 379 e i « SINGOLI », famiglia con 6 tipi di prodotti.
La potenza disponibile all'uscita va dai 320 mW per apparecchi a piccole batterie fino a 7 W per sistemi a rete.
Progettati per lavorare con una sola alimentazione tutti i dispositivi possono, comunque, se richiesto, lavorare con alimentazioni sdoppiate.
La tabelle 4.3.1 e 4.3.2 riassumono la famiglia dei « DOPPI » per una comodità di confronto e di scelta mentre la tabella 4.3.3 confronta i sei dispositivi singoli.
Le fig. 4.3.1-4.3.3 danno una visualizzazione grafica delle potenze d'uscita in funzione dell'alimentazione per carichi di 4, 8, 16 Ω.

TABELLA 4.3.1 Caratteristiche degli Amp. di Potenza doppi

PARAMETRO	LM377N (DIP 14 Pin)			LM378N (DIP 14 Pin)			LM379[2]			Unità
	Min	Tip	Max	Min	Tip	Max	Min	Tip	Maxx	
Tensione di alimentazione	10	20	26	10	24	35	10	28	35	V
Corrente di alimentazione a riposo (P_{OUT} = 0W)		15	50		15	50		15	65	mA
Potenza d'uscita										
THD ⩽ 5%	2	2.5		4	5			6		W
THD = 10%							6	7		W
Distorsione armonica totale										
P_{OUT} = 1W/CH, f = 1 kHz		0.07	1		0.07	1		0.07	1	%
P_{OUT} = 2W/CH, f = 1 kHz		0.10			0.10					%
P_{OUT} = 4W/CH, f = 1 kHz								0.20		%
Impedenza d'ingresso	3			3			3			MΩ
Guadagno ad anello aperto (R_S = 0Ω)	66	90		66	90		66	90		dBV
Separazione di canale (C_F = 250μF, f = 1 kHz)	50	70		50	70		50	70		dBV
Reiezione del ripple (f = 120Hz, C_F = 250μF, riferito all'ingresso)	60	70		60	70			70		dBV
Slew Rate		1.4			1.4			1.4		V/μs
Tensione di rumore equivalente all'ingresso (R_S = 600Ω, 100 Hz-10kHz)		3			3			3		μV_{RMS}

1. Le specifiche si ritengono valide per T_{TAB} = 25°C, R_L = 8Ω, A_V = 50 (34dB), V_S = 20V (LM377), V_S = 24V (LM378), V_S =28V (LM379), a meno che non sia specificato diversamente.
2. LM3795 = DIP di potenza del tipo « S » a 14 Pin.
3. Operando a temperature ambiente superiori a 25 °C devono essere alterate le caratteristiche del IC su una base di 150 °C di temperatura massima della giunzione utilizzando una resistenza termica ottenibile dai data sheet.
4. In tutti i dispositivi è presente una protezione all'uscita.

TABELLA 4.3.2 Amp audio doppi: tipici valori di P_O @ 10% THD

Alimentazione	Dispositivo			Impedenza del carico	
				8Ω	16Ω
12	LM377	LM378	LM379	1.6W	
16				2.2	1.5W
18				3.0	1.8
20				3.8	2.4
22				4.6	2.8
24				5.4[1] 1.5[2]	3.6
26				6.0	4.2
28				7.0	5.0
30					5.5

1. LM379.
2. LM378 (Limitazione termica)

TABELLA 4.3.3 Caratteristiche degli Amp di potenza mono

Dispositivo	Alimentazione (V)			Potenza d'uscita (W) con il 10% di THD									Corrente a riposo (mA)			Guadagno prefissato (dB)			Controllo del guadagno (Tip, dB)	Protezione dell'uscita
				$R_L = 4\Omega$			$R_L = 8\Omega$			$R_L = 16\Omega$										
	Min	Tip	Max	Min	Tip	Max	Min	Tip	Max	Min	Tip	Max	Min	Tip	Max	Min	Tip	Max		
LM386 (DIP 8 Pin) [LM389[2]]	4		12[4]																	
		6			0.32		0.25	0.32			0.18			4,[6[2]]	8,[12[2]]		26		SI (46)	No
		9						0.5			0.5									
		12						0.3			0.9									
LM388 (DIP 14 Pin)	4		12[4]																	
		6		0.45	0.6			0.4			0.2					23	26	30	SI (46)	No
		9			1.2			1.0			0.6									
		12			2.0		1.0	1.5			1.1			10	20					
LM390 (DIP 14 Pin)	4		10																	
		6		0.8	1.0			0.6			0.34					23	26	30	SI (46)	No
		9			2.0			1.2			0.77			10	20					
LM380 (DIP 14 Pin)	8		20																	
		12			2.5			1.5			0.5					32	34	36	No	SI
		14			3.3.			2.2			1.0									
		18			4.2		2.5[3]	4.0			2.2			7	25					
LM384 (DIP 14 Pin)	12		26																	
		18			4.2			4.0			2.2						34		No	SI
		22			3.5		5.0	5.7			3.5			8.5	25					

1. Tali specifiche si riferiscono a $T_A = 25°C$. Per temperature ambiente superiori a 25 °C le caratteristiche di lavoro del IC devono essere alterate, considerando una temperatura massima della giunzione di 150 °C e utilizzando una resistenza termica ottenibile dai data sheet.
2. Il LM389 è identico al LM386; contiene in più tre transistor NPN con uscite separate per un possibile utilizzo del progettista.
3. THD = 3%.
4. Dei pezzi selezionati per tensioni massime di alimentazione superiori sono disponibili su richesta.

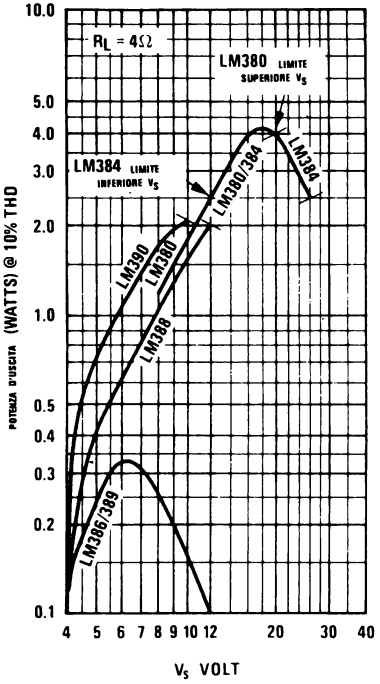


FIGURA 4.3.1 P_O in funzione di V_S con R_L = 4 OHM

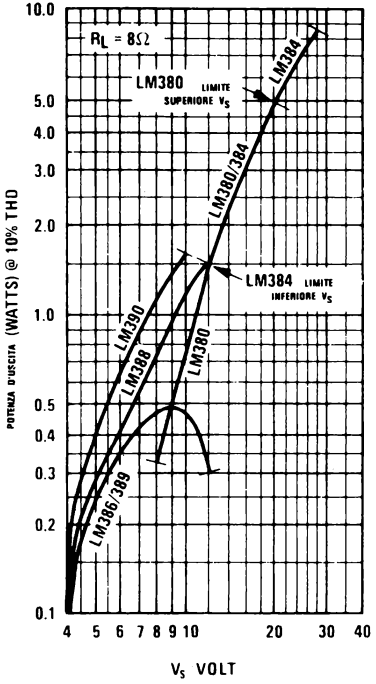


FIGURA 4.3.2 P_O in funzione di V_S con R_L = 8 OHM

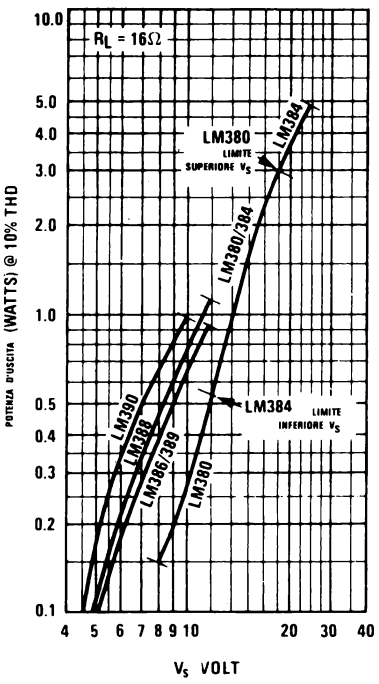


FIGURA 4.3.3 P_O in funzione di V_S con R_L = 16 OHM

4.4 AMP DOPPI A 2, 4, 6 WATT DI POTENZA LM 377, LM 378 E LM 379

4.4.1 Introduzione

Il LM 377, LM 378 e LM 379 sono amp di potenza a 2 canali capaci di fornire rispettivamente 2, 4 e 6 Watt di potenza con carichi di 8 e 16 Ω.
Dispongono di compensazione in frequenza on-chip, limitazione della corrente d'uscita, protezione, spegnimento termico, veloci accensioni e chiusure senza botti né impulsi di guadagno attivo, un'uscita che si posiziona da sola a $V_{CC}/2$ e un prodotto guadagno-banda da 5 a 20 MHz.
Le applicazioni comprendono uscite di potenza audio, stereo o multicanali per giradischi, registratori o radio per un intervallo di alimentazioni da 10 a 35 V, come pure utilizzazioni in servo amp, oscillatori di potenza e vari circuiti di strumentazione.
L'alimentazione normale è single ended: tuttavia si può usare una doppia alimentazione senza difficoltà né peggioramento della reiezione dell'alimentazione.

4.4.2 Descrizione circuitale

Lo schema semplificato di fig. 4.4.1 mostra le caratteristiche importanti del progetto dell'amp.
Lo stadio d'ingresso differenziale (Q_1-Q_4) usa un PNP DARLINGTON con collettore sdoppiato che presenta numerosi vantaggi.
L'elevata tensione di rottura (BREAKDOWN) base emitter del transistor PNP laterale è circa 60 V e si ha quindi una significativa protezione da sovratensioni all'ingresso.
Il collettore doppio permette un'alta corrente di emitter che porta a una buona f_t nel primo stadio e a uno spostamento di fase minimo mentre una bassa transconduttanza di lavoro permette una compensazione interna con un condensatore C_1 di piccole dimensioni fisiche.
(La larghezza di banda a guadagno unitario di un amp con compensazione a sdoppiamento di polo dipende dal punto in cui la transconduttanza del primo stadio vale ωC_1).
Un'ulteriore diminuzione della transconduttanza è data dalla degenerazione causata dalle resistenze agli emitter di Q_2 e Q_3, che migliorano inoltre lo slew rate a larghi segnali.
Il secondo collettore fornisce la corrente di polarizzazione all'emitter follower d'ingresso per un incremento della risposta in frequenza e dello slew rate.
Il guadagno dell'intero stadio differenziale d'ingresso è dato dall'aggiramento (TURNAROUND) differenziale dei carichi dei generatori di corrente single ended Q_5 e Q_6.
La tensione d'ingresso di modo comune non scende al di sotto dei 0,5 V sopra la terra come invece ci si potrebbe aspettare da un esame iniziale del circuito. Questo poiché Q_7 è in realtà preceduto da un transistor emitter follower non mostrato in questa presentazione semplificata del circuito.
Il secondo stadio Q_7 lavora a emitter comune con un generatore di corrente di carico per un alto guadagno.
La compensazione con sdoppiamento di poli è realizzata da C_1 e permettere di ottenere una banda di guadagno unitario di circa 10 MHz.

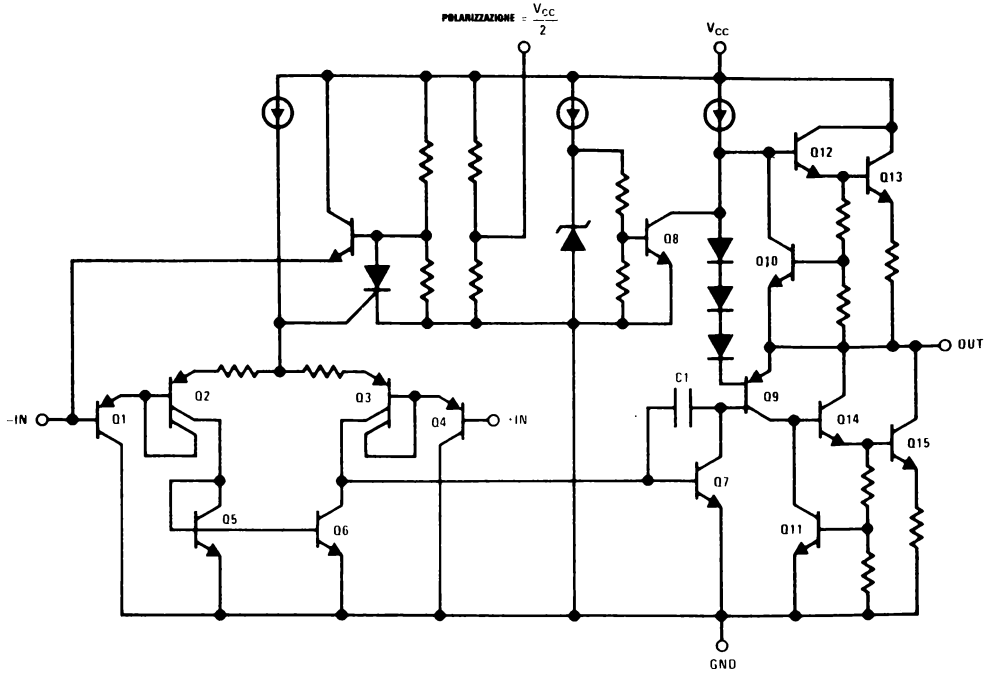


FIGURA 4.4.1 Schema circuitale semplificato

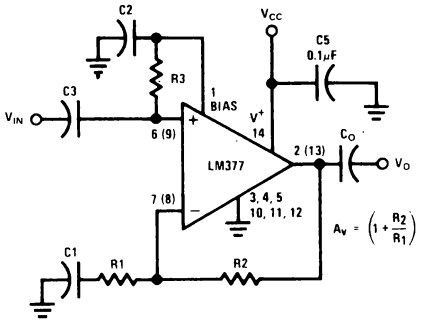


FIGURA 4.4.2 Collegamenti di un Amp non invertente

La compensazione interna è sufficiente per un guadagno ad anello chiuso fino a circa $A_V = 10$. Lo stadio d'uscita è un dispositivo composito classe AB con collettore comune complementare. La parte superiore (sezione di generazione della corrente) è un emitter follower Darlington Q_{12} e Q_{13}.
La parte inferiore di assorbimento della corrente, è un PNP composto realizzato con Q_{14}, Q_{15} e Q_9. Di solito questo tipo di PNP composito ha un basso f_t e un ritardo eccessivo causato dal transistor PNP laterale Q_9.
Il risultato di solito è una scarsa larghezza di banda a guadagno unitario e probabili oscillazioni sulla metà negativa dell'onda di uscita.
La soluzione tradizionale è stata di aggiungere un RC esterno in serie dall'uscita a terra per ridurre il guadagno d'anello del composto PNP e prevenire così le oscillazioni.

Negli amp della serie LM 377 Q_9 un PNP laterale « field-aided » (con aiuto di campo) è stato introdotto per superare queste limitazioni di prestazioni e ridurre il numero di componenti esterni. Non c'è così bisogno di un RC esterno, non si verificano oscillazioni sul semiciclo negativo e la banda migliora con questi stadi d'uscita.
Q_{10} e Q_{11} provvedono alla limitazione di corrente a circa 1,3 A, ed è presente una protezione interna alla temperatura che scatta quando la giunzione raggiunge 110 °C.
L'uscita può essere cortocircuitata AC senza problemi e, benché non siano garantite le prestazioni, cortocircuiti DC verso terra sono pure accettabili.
Un cortocircuito verso l'alimentazione è invece distruttivo per l'esistenza del circuito di protezione termica che vincola l'uscita a terra.
Per raggiungere un punto di lavoro DC stabile è auspicabile chiudere l'anello di reazione con guadagno DC unitario.

Per raggiungere questo risultato pur con un alto guadagno AC si richiede di solito un condensatore di bypass C_1 abbastanza grosso (fig. 4.4.2). Il caricare inizialmente questo condensatore porta a un ritardo nell'accensione.

Un condensatore supplementare C_2 è di solito richiesto per dare un riferimento senza ripple al punto di lavoro DC.

Per ottenere una buona reiezione dell'alimentazione si fa in genere X_{C2} molto più piccolo della resistenza serie del circuito partitore di polarizzazione (R_S in fig. 4.4.3).

Dove si vuole una reiezione dell'alimentazione di 40 dB di guadagno ad anello chiuso è allora ri-

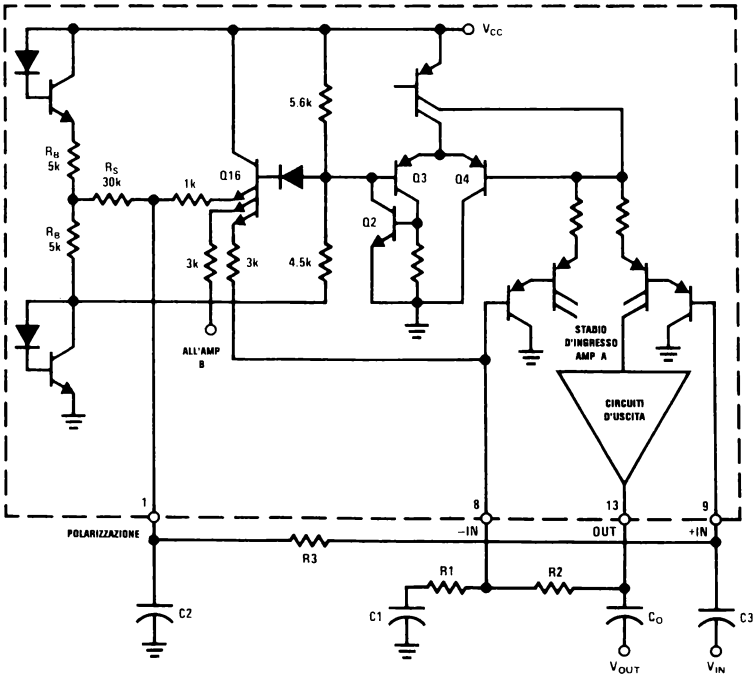


FIGURA 4.4.3 Circuito interno di accensione

chiesta una attenuazione di ripple di 80 dB di $R_S C_2$.
Il tempo di accensione può essere calcolato come segue:

$$PSRR = \frac{R_S - j X_{C2}}{X_{C2}} \approx \frac{R_S}{X_{C2}} = \omega R C = \omega T$$

$$T = \frac{PSRR}{\omega} = \frac{80\ dB}{2\pi\ 120\ Hz} = \frac{10^4}{754} = 13{,}3\ sec$$

$T_{ON} \approx \frac{T}{3}$ = 4,5 secondi per operazione a piccoli segnali

$T_{ON} \approx 3T$ = 40 secondi per l'intera dinamica della tensione d'uscita

Il ritardo di 3T potrebbe di solito essere considerato eccessivo!
Per questo gli amp della serie LM 377 includono un circuito attivo di accensione che elimina questo lungo tempo iniziale.
Questa circuiteria è riportata in fig. 4.4.1, (Q_6 e il relativo SCR); è ripetuta ed elaborata in figura 4.4.3.
Durante l'operazione il circuito d'accensione carica i condensatori esterni portando i livelli d'ingresso e d'uscita a $V_{CC}/2$ e poi si disconnette per conto suo lasciando nel circuito solo il partitore di tensione $V_{CC}/2\ R_B/R_B$.
Illustriamo ora il modo di lavorare del circuito di accensione. Quando si applica la potenza, sulla base di Q_{16} compare circa $V_{CC}/2$ che carica rapidamente C_1 e C_2 attraverso un emitter follower a bassa impedenza d'uscita, e attraverso le resistenze serie di 3 k e di 1 k.
Questo fa si che l'emitter dell'ingresso dello stadio diff. si porti a $V_{CC}/2$ bilanciando l'amp differenziale Q_3 e Q_4.
Q_3 si porta a sua volta in conduzione.
I transistor Q_2 e Q_3 formano una cella SCR che scatta e aggancia la base di Q_{16} a massa, disabilitando così il circuito di carica.
Quando i condensatori sono carichi il partitore di tensione interno R_B/R_B mantiene il punto di lavoro a $V_{CC}/2$.
Con C_2 = 250 µF si ha $t_{ON} \approx 3T \approx 0{,}3$ sec e PSRR ≈ 75 dB a 120 Hz dovuti alla resistenza R_S da 30 k.
Con C_2 = 1000 µF il PSRR sarebbe di 86 dB.
Il circuito di accensione interno previene il botto solito dell'altoparlante all'accensione.
Il periodo di spegnimento è pure libero da botti e non ci sono serie di impulsi di guadagno attivo che si vedono spesso in altri amp simili.
Si noti che la base di Q_4 è collegata agli emitter di uno solo dei 2 circuiti d'ingresso.
Se si deve usare un solo amp è bene usare quello con l'ingresso ai pin 8 e 9.

4.3.3 Collegamenti della polarizzazione esterna

La polarizzazione interna è completa per la connessione a guadagno invertente di fig. 4.4.4 escluso il condensatore esterno C_2 che dà la reiezione della alimentazione.
Il terminale di polarizzazione 1 può essere diret-

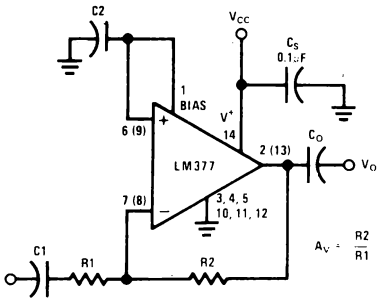
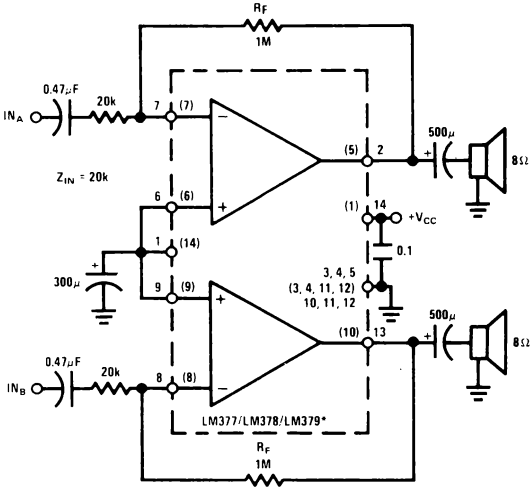


FIGURA 4.4.4 Collegamenti di un Amp invertente

tamente collegato a C_2 e ai terminali non invertenti 6 e 9.
Le normali correzioni di reazione all'ingresso invertente e i condensatori di accoppiamento all'ingresso e all'uscita completano il circuito.
L'uscita sarà Q sopra $V_{CC}/2$ in una frazione di secondo.
Il circuito non invertente di fig. 4.4.2 è solo un po' più complicato poiché richiede la resistenza di ritorno R_3 dall'ingresso al terminale di polarizzazione e un ulteriore condensatore d'ingresso C_3.
C_1 deve mantenere lo stesso grande valore (o maggiore) che aveva in fig. 4.4.4.

4.4.4 Applicazioni di amp stereo a 2, 4, 6 Watt

L'applicazione principale è quella come amp di potenza per frequenze audio in sistemi musicali stereo o quadrifonici.



*(PER IL LM379 S LA PIEDINATURA È DATA TRA PARENTESI)

		LM377	LM377/LM378	LM379
P_0	=	2W/CH	3W/CH	4W/CH
e_i	=	80mV MAX	98mV MAX	113mV MAX
A_v	=	50	50	50
V_{CC}	=	18V	24V	28V

FIGURA 4.4.5 Amp stereo invertente

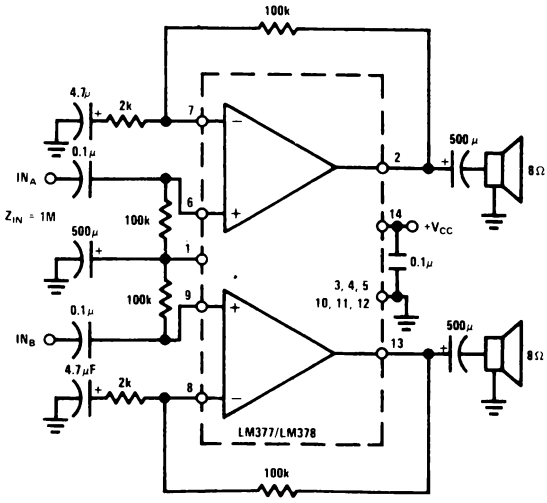


FIGURA 4.4.6 Amp stereo non invertente

L'amp può lavorare sia in modo invertente che in modo non-invertente (fig. 4.4.2 e fig. 4.4.4).
Il circuito invertente ha il minor numero di parti esterne ed è quindi il più economico quando pilotato da circuiti ad impedenza relativamente bassa.
La fig. 4.4.5 presenta tutte le parti richieste per questo amp stereo.
Il valore della resistenza di reazione di 1 MΩ è praticamente il più alto valore possibile a causa di una corrente massima di bias di circa 1/2 μA (100 nA tipici).
Questo comporta uno spostamento nel livello DC dell'uscita da —0,1 a 0,5 V, limitando così la dinamica del picco negativo del segnale.
Questo spostamento d'uscita può essere modificato con l'aggiunta di resistenze serie (in valore uguali al RF) nelle linee di ingresso marcate con «+».
Tuttavia, fatto questo, esiste una instabilità potenziale alle alte frequenze dovuta all'accoppiamento capacitivo del segnale d'ingresso con l'ingresso «+».
Condensatori di bypass potrebbero allora essere aggiunti a queste linee prevenendo così l'instabilità, ma questo aumenta il numero dei componenti, fino a raggiungere quello della configurazione non invertente (fig. 4.4.6) che ha prestazioni d'ingresso superiori.

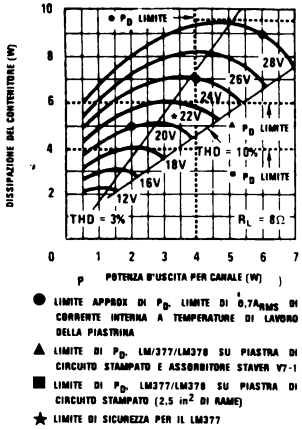


FIGURA 4.4.7 Dissipazione del dispositivo, carico di 8Ω

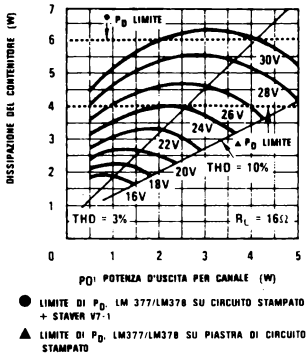


FIGURA 4.4.8 Dissipazione del dispositivo carico di 16Ω

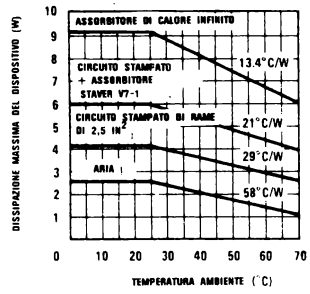


FIGURA 4.4.9 Peggioramento nelle prestazioni di potenza del LM377/LM378

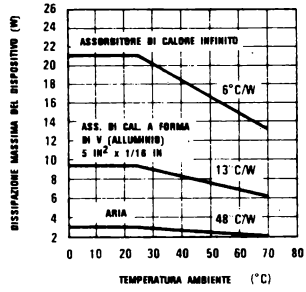


FIGURA 4.4.10 Peggioramento delle prestazioni di potenza, LM379

Per applicazioni con controlli di tono e volume ad alta frequenza è normalmente usato il collegamento non invertente.
Le principali limitazioni sulla potenza uscente dal LM 377 e LM 378 dipendono dal tipo di scambiatore di calore utilizzato, dalla tensione di alimentazione e dalla resistenza del carico.
Le curve presenti sui « data sheet » di volta in volta indicano le più efficienti tensioni di alimentazione per uno specifico livello dell'uscita di potenza con carichi di 8 o 16 Ω.
Le curve in questione sono riprodotte dalla figura 4.4.7 fino alla fig. 4.4.10. Per altre condizioni vale $P_c = V_{cc}^2/20\ R_L$.
Ad alte potenze d'uscita l'efficienza supera il 50% e la dissipazione scende al di sotto della potenza d'uscita.
Un amp doppio da 2 W deve quindi dissipare 4,0 W con una alimentazione di 18 V o 4,9 W con una alimentazione di 20 V quando $R_L = 8\ \Omega$,
Di solito si sceglierebbe l'alimentazione da 18 V per una minore dissipazione, tuttavia 20 V riducono i livelli di distorsione o aumentano considerevolmente le potenze in gioco.
Un amp doppio da 4 W dissipa circa 8 W con 26 V di alimentazione. Questo supera il limite di dissipazione per un LM 378 con un normale scambiatore di calore.
Di conseguenza bisogna inserire uno scambiatore abbastanza efficace tale da permettere una piena uscita continua dal LM 378 (fig. 4.4.9).
Gli scambiatori consigliati sono contenuti nella tabella 4.4.1, con livelli di potenza d'uscita misurati per V_s = da 18 a 29 V per il LM 377 e LM 378 (si osservino le limitazioni della tensione al LM 377) con carico di 8 o 16 Ω.

4.4.5 Potenza d'uscita per canale (entrambi i canali pilotati) prima del clipping

La curva di dissipazione della potenza in funzione della potenza d'uscita/canale (con entrambi i canali in funzione) è riportata in fig. 4.4.7 e 4.4.8 per resistenze di carico di 8 e 16 Ω.
Come punti limite da ricordare, segnati sulle fig. 4.4.7 e 4.4.8, sono il limite di dissipazione del contenitore 4 W per il LM 377 e LM 378 quando saldati al circuito stampato con 2,5 in² di rame, il limite di 6 W quando è aggiunto un dissipatore STAVER V7-1 e il limite di corrente interna a circa 1,5 A di picco a 25 °C di temperatura del chip, che si riduce a circa 1 A di picco alla temperatura di lavoro.
Questo dà un risultato limite approssimativo di $P_o = 4$ W/canale con $R_L = 8\ \Omega$.
L'inizio del clipping si verifica appena a sinistra della linea THD = 3% in fig. 4.4.7 e 4.4.8.
Il risultato complessivo è che il LM 377 e il LM 378 con dissipatori di calore praticamente realizzabili sono limitati ad operare al di sotto di 6 W di dissipazione per contenitore e al di sotto di $P_o = 4$ W/canale quando $R_L = 8\ \Omega$.
Così valori massimi sono $P_o = 3$ W/canale prima del clipping o 4 W/canale con il 6% circa di THD con entrambi i dispositivi a $V_{cc} = 22$ V.
Con un carico di 16 Ω il LM 378 può fornire 4 W/canale con il 3-4% THD quando V_{cc} = 29-30 V.
Il LM 379 è limitato a P_o = 4-5 W/canale prima del clipping a V_{cc} = 26-28 V, $R_L = 8\ \Omega$ o a P_o = = 4 W/canale a V_{cc} = 30 W, $R_L = 16\ \Omega$.
$P_o = 6$ W si verifica con 8-10 % THD per V_{cc} = $P_o = 6$ W si verifica con 8-10 % THD per V_{cc} = 28-30 V e $R_L = 8\ \Omega$.
Si noti che $P_o = 6$ W sul LM 379 porta al 10% THD in cui la corrente di picco è simile a quella che si ha nelle condizioni $P_o = 4$ W, $V_{cc} = 26$ V, $R_L = 8\ \Omega$.
Quello che si verifica nella realtà è una diminuzione della potenza, 2 W/canale, prima del clipping a $V_{cc} = 18$ V con applicazione diretta sul circuito stampato, 3 W/canale a $V_{cc} = 22$ V con il miglior dissipatore realizzabile in pratica sia sul LM 377 che sul LM 378 e 4 W/canale con $V_{cc} \geqslant$ $\geqslant$ 26 V per il LM 379.
Ed ora chi di voi è ancora in grado di proseguire trova di seguito (paragrafo 4.4.6) una spiegazione su come interpretare le fig. 4.4.7 e 4.4.10.

4.4.6 Interpretazione delle curve di P_o in funzione di P_D

Le linee rette spezzate sulle curve di fig. 4.4.7 e 4.4.8 indicano i luoghi del punto di lavoro al verificarsi del clipping.
Quando THD = 3% la forma d'onda d'uscita ha un clipping sensibile.
La linea THD = 10% è in un'area di lavoro con clipping assai pesante.
L'agganciamento comincia appena a sinistra della linea THD = 3%, e questa discussione quindi si riferisce ad operazioni fino, ma non intorno, alla linea 3%.
I tre grossi punti neri sulla fig. 4.4.7 sono i limiti secondo le specifiche dei data sheet per LM 377/LM 378/LM 379 cioè, 2, 4, 6 W/canale, con rispettivamente 20, 24 e 28 V di alimentazione.
Si noti che il punto a 2 W è ben a sinistra della linea THD = 3% e quindi ben fuori dal clipping.
I punti 4 e 6 W si muovono progressivamente verso la linea THD = 10% ovvero verso il clipping più accentuato.
Si noti anche che i limiti di dissipazione nella fig. 4.4.9 per LM 377/LM 378 applicati su circuito

TABELLA 4.4.1 Potenza d'uscita continua (i due canali) prima del clipping

DISSIPATORE DI CALORE	LM377 $R_L = 8\Omega$			LM378 $R_L = 16\Omega$		
	V_s = 18 V	V_s = 20V	V_s = 22V	V_s = 24V	V_s = 26V	V_s = 29V
Piastra di circuito stampato, 29°C/W	2.2W	0.8W	0.3W	2.2W	1W	0.3W
Piastra di circuito stampato e Staver V7-1, 21°C/W	2.2W	2.5W	3.2W	2.2W	2.5W	3.3W

stampato e su circuito stampato con l'aggiunta di un dissipatore STAVER V7-1 sono rispettivamente di 4,1 e 6 W.
Questi rappresentano i limiti per dissipatori comunemente reperibili per contenitori DIP.
Non c'è dubbio che uno scambiatore speciale fabbricato appositamente potrebbe estendere il limite di 6 W a 6,5 o 7 W, ma noi ci fermeremo a 6 W.
Nella fig. 4.4.10 sono stati aggiunti dei dati che mostrano la dissipazione del LM 379 con un semplice, piccolo dissipatore.
Questo è realizzato con solo 5 pollici quadrati di alluminio da 1/16'' in forma di V modificata agganciata al lato dissipatore del LM 379.
Questi limiti sono inseriti nella fig. 4.4.7 come linee orizzontali tratteggiate attraverso le curve P_o in funzione di P_D a 4,1, 6 e 9,6 W.
Vediamo che i punti di riferimento, 2 W e 20 V e 4 W a 24 V, sono al di sopra dei limiti reali P_D per il solo circuito stampato e per il circuito stampato con dissipatore STAVER V7-1.
Il terzo punto 6 W a 28 V va bene per ora. Ciò che è più importante tuttavia è il comportamento al clipping.
Per questa ragione dedicheremo il resto di questo paragrafo solo alla potenza RMS per livelli al di sotto del clipping.
Ritornando alla fig. 4.4.7 si vede che il LM 377 o il LM 378 con solo il circuito stampato come dissipatore saranno in grado di dare 2,2 W/canale in un carico di 8 Ω, con 18 V di alimentazione.
Ma, aumentando l'alimentazione a 20 V, il limite P_D è superato di 1 W.
Con un dissipatore sul circuito stampato il LM 377 e LM 378 danno 3,2 W/canale con 22 V di alimentazione, mentre ancora aumentando l'alimentazione a 24 V ci si limita a P_o = 1,9 W/canale.
Così, perché usare un LM 378 se il limite della alimentazione è 22 V? Il motivo sta nel fatto che poche sono le alimentazioni regolate nel mondo commerciale.
Questo significa che, se l'alimentazione è 22 V a pieno carico, l'alimentazione senza segnale può aumentare del 10% o più, e le variazioni nella rete possono essere di un altro 10% per un valore massimo totale di alimentazione di almeno 26,5 V. Perciò il LM 377 è raccomandato solo per alimentazioni che lavorano a pieno carico di meno di 20 V.
Ma si ricordi, possono essere forniti più di 2 W/canale con il 18 V di alimentazione nel circuito stampato o 2,5 W/canale con 20 V e un dissipatore STAVER.
Il LM 378 darà 3,2 W/canale con 22 V di alimentazione e circuito stampato con dissipatore STAVER.
Con alimentazioni scarsamente regolate sopra i 20 V o con 16 Ω di carico il LM 378 è una scelta ovvia, poiché si richiedono più alte tensioni di alimentazione per ottenere maggiori potenze con 16 Ω di carico, benché non sia disponibile poi una potenza maggiore di quella che si aveva con gli 8 Ω.
Non esiste per il LM 379 un ragionevole limite P_o, poiché si possono dissipare quasi 20 W con una adeguata dissipazione e 9,6 W con il minimo. È quindi V_{CC} il limite, cioè 30 V.
Questo ci porterebbe fuori dal grafico di figura 4.4.7 a circa 5,5 W/canale o 3 W/canale a 16 Ω di carico.
Perfino a 8 Ω e 30 V la dissipazione del contenitore è di solo 11 W ovvero 9,6 W con 28 V.
La limitazione viene dalle caratteristiche elettriche dei data sheet: 1,5 A tipici con T_{TAB} = 25 °C. L'esterno (TAB) è al di sopra dei 25 °C quando la dissipazione del contenitore è di 9-11 W.
Questa è così una prova reale per collaudare apparecchi ad alta velocità di lavoro.
Nell'uso reale il limite della corrente scende a 1,25 A o ancora meno.
Cosa può significare?
Si consideri un carico di 8 Ω nell'equazione di potenza e si ricordi che 1-1,25 A di picco sono 0,7-0,88 A RMS.

$P = I^2 R$

$= (0{,}7)^2 8 = (0{,}5)8$ ovvero $= (0{,}88)^2 8 = (0{,}77)8$

$= 4$ W $\qquad = 6{,}2$ W

Ora abbiamo i limiti reali a $P_{o(MAX)}$ = 4-6 W a 8 Ω e 8 W a 16 Ω.
Il problema è che noi siamo limitati a 5 W a 28 V, 8 Ω oppure 5,5 W a 30 V, 8 Ω e 2 W a 16 Ω con il limite dei 30 V.
I limiti nella corrente possono essere più alti di quelli che i data sheet riportano come tipici, e questo è quello che si verifica effettivamente in parecchi casi.
Perciò si ha un limite superiore ai 4 W/canale. Poiché questo era un valore tipico non ci sono in nessuno dei 2 casi delle garanzie precise.
Si noti, cosa interessante, che un LM 377 con un dissipatore STAVER V7-1 fornisce 3,2 W/canale con 22 V di alimentazione (ma lo si tenga fermo a 22 V oppure è meglio usare un LM 378) e un LM 379 dà 5 W/canale con 28 V di alimentazione.
Il LM 379 è una scelta consigliata poiché è più facile e probabilmente più economico nella dissipazione del calore e c'è più margine di lavoro

TABELLA 4.4.2 P_O massimo prima del clipping (carico di 8 Ω

Dissipatore		Circuito Stampato (29 °C/W)			Circuito Stampato + V 7 -1 (21 °C/W)				Assorbitore da 13 °C/W		
V_{CC}	=	16	18	19	18	20	22	23	26	28	30
P_O/CH	=	1.5	2.2	1.4	2.2	2.5	3.2	1.9	4.3	5.0	5.5
		LM377									
		LM378									
		LM379									

per P_D per permettere variazioni nelle alimentazioni (molto importante).
Così migliore è il dissipatore per il LM 379, minore è la temperatura di lavoro e più alto è il limite di lavoro della corrente.
Al di là dei limiti finora discussi, entrano in gioco le limitazioni di temperatura e di corrente, i picchi vengono agganciati, la forma d'onda rimane al valore di picco per una parte più lunga del ciclo all'ingresso, aumenta il P_o RMS, diminuisce P_D e la potenza RMS si avvicina alla potenza di picco.
La tabella 4.4.2 riassume il comportamento e le prestazioni che possono essere riscontrate dagli acquirenti.

4.4.7 Dissipazione del calore

La dissipazione del calore in funzione della temperatura dell'ambiente è indicata per diversi tipi di scambiatori nelle fig. 4.4.9 e 4.4.10 per rendere più facile l'adattamento dei dissipatori alle esigenze del circuito.
Nei casi in cui l'assorbimento di calore non è sufficiente per i requisiti del dispositivo i circuiti interni di limitazione termica limiteranno automamente la dissipazione del dispositivo sui picchi dei segnali. Il risultato è simile negli effetti al clipping del picco e causa pesanti distorsioni.
Il dispositivo può dare un momentaneo picco di potenza all'uscita superiore ai massimi livelli di regime consentiti da considerazioni termiche, e questo per un secondo circa, a seconda del margine tra il massimo livello di regime e il livello medio reale di potenza prima del picco.
Una volta entrato in limitazione termica, si verifica l'agganciamento su ogni semiciclo positivo e/o negativo di una forma d'onda di regime.
Nella maggioranza delle applicazioni di amp audio la dissipazione può essere sensibilmente inferiore a causa dei 30 dB approssimativi che passano, durante trasmissioni musicali o di parlato, tra i livelli di potenza RMS e quelli di picco.
Se accettiamo volontariamente un clipping a livelli di picco di 20 dB superiori al livello medio, allora la potenza media sarà di 0,2-0,3 W/canale per il LM 377 e il LM 378.
Sono così ridotti i problemi di assorbimento del calore poiché questi picchi coprono meno del 10% dei periodi di durata di alcuni secondi.
Così il circuito non si sovraccarica termicamente perfino per dissipatori progettati per 3 W (LM 377 operante a 0,3 W/canale, V_{CC} = 18 V).

4.4.8 Stabilizzazione

Gli amp della serie LM 377 sono stabilizzati internamente cosicché non si richiedono condensatori esterni di stabilizzazione.
Il prodotto alto guadagno per BW dà una larghezza di banda superiore a 50 kHz (fig. 4.4.11).
Questi amp tuttavia non sono previsti per guadagni d'anello chiuso al di sotto di 10.
Il diagramma di Bode tipico (fig. 4.4.12) evidenzia un margine di fase di 70° per un guadagno di 5,6 (15 dB) che è stabile. Al guadagno unitario il margine di fase è meno di 30° che è al limite della stabilità. Questo margine può variare pesantemente da un dispositivo all'altro a causa delle variazioni nel guadagno x BW.

4.4.9 Layout

I collegamenti a massa e alle alimentazioni devono essere adatti a portare 1 o 2 A di correnti di alimentazione e di carico.
A causa di queste grosse correnti devono essere particolarmente evitati gli anelli di terra.
Le linee di ritorno del carico devono essere collegate direttamente ai piedini di terra dell'integrato su di un lato e/o le linee di terra d'ingresso e di reazione dovrebbero essere direttamente collegate con i piedini di terra (possibilmente sull'altro lato del contenitore).
La terra del segnale non dovrebbe essere collegata in modo da intersecare qualche caduta di tensione di segnale d'uscita a causa della resistenza tra la terra del IC e la terra del carico.

4.4.10 Funzionamento con doppia alimentazione

L'utilizzo di una alimentazione sdoppiata porta a una sostanziale riduzione nel numero di componenti per sistemi stereo a bassa potenza che utilizzano gli amp di potenza doppi LM 377/378/379.
Il funzionamento con doppia alimentazione richiede solo una ridefinizione dei pin di terra per l'utilizzo con un'alimentazione negativa.
La sola precauzione necessaria è osservare che quando si verifica uno spegnimento termico l'u-

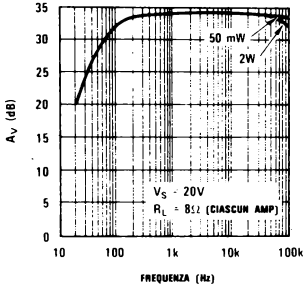


FIGURA 4.4.11 Risposta in frequenza dell'Amp stereo di fig. 4.4.5

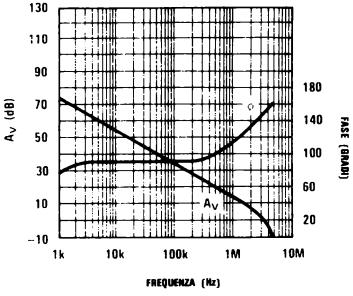


FIGURA 4.4.12 Diagramma di Bode ad anello aperto (caso peggiore, approx)

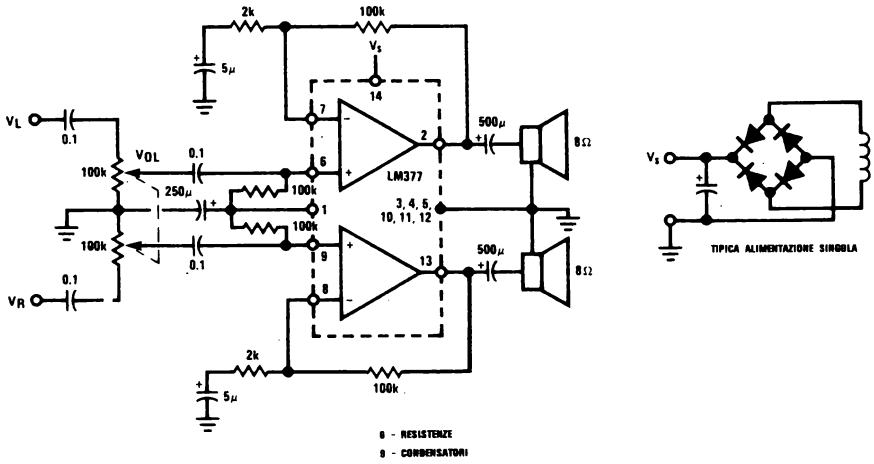


FIGURA 4.4.13 Amplificatore non invertente con alimentazione unica

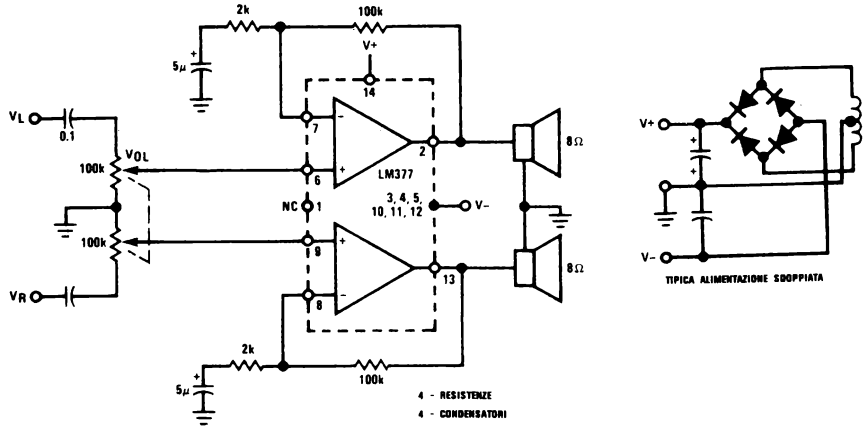


FIGURA 4.4.14 Amplificatore non invertente con alimentazione sdoppiata

scita è tirata verso l'alimentazione negativa invece che a terra.
Entrambe le alimentazioni richiedono un bypass verso terra con condensatori ceramici da 0,1 μF o in mylar da 0,47 μF.
L'operazione ad alimentazione unica (fig. 4.4.13) richiede 6 resistenze e 9 condensatori (escluse le parti di alimentazione) e utilizza la tipica alimentazione riportata.
Lo stesso circuito con alimentazioni sdoppiate (fig. 4.4.14) richiede solo 4 resistenze e 4 condensatori.
Questo approccio permette un accoppiamento diretto dell'amp agli altoparlanti poiché l'uscita DC è circa 0 volt (le tensioni di offset saranno inferiori a 25 mV) e si elimina quindi la necessità di grossi condensatori d'accoppiamento e il corrispondente peggioramento in costo, potenza e distorsione.
Poiché le tensioni di polarizzazione d'ingresso sono di 0 volt viene anche eliminata la necessità di resistenze di polarizzazione e del condensatore tra i piedini di polarizzazione e l'alimentazione.
I condensatori d'ingresso sono eliminati per permettere alle correnti di bias di fluire direttamente dagli ingressi positivi a terra attraverso i potenziometri di volume.
La complessità dell'alimentazione è per contro un poco aumentata poiché si richiede un avvolgimento secondario a presa centrale e un condensatore supplementare.
Il condensatore addizionale è un grosso elettrolitico; la sua aggiunta elimina però tre grossi elettrolitici dallo stadio amp di potenza e poiché l'alimentazione è comune all'intero sistema il costo del condensatore è spartito con le altre parti che lo utilizzano.

4.4.11 Amplificatori di potenza a guadagno unitario

Talvolta le specifiche dei sistemi richiedono la presenza di un amplificatore di potenza a guadagno uno, ovvero un amp di corrente invece che di tensione.
Le alte correnti di picco all'uscita dei LM 377/378/379 li rendono una scelta ovvia per questa applicazione.
La compensazione interna porta alla stabilità solo per guadagni maggiori di 10 (20 dB) e si richiedono perciò, per ottenere guadagni unitari, dei componenti addizionali.
Amp stabili invertenti a guadagno unitario (figura 4.4.15) richiedono solo una resistenza supplementare tra l'ingresso negativo e terra, di valore uguale a un decimo della resistenza di reazione. Nel paragrafo 2.8.7 può essere trovata una discussione su questa tecnica.
La stabilità a guadagno uno non invertente (figura 4.4.16) si può aggiungere senza ulteriori componenti con una appropriata scelta dei componenti della reazione.
Scrivendo la funzione del guadagno di fig. 4.4.16, se si include anche il termine dovuto a C_2 dipendente dalla frequenza, si ha:

$$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2 + X_{C2}}$$

Ottenere un guadagno unitario del circuito in banda audio e un guadagno dell'amp maggiore di 10 alle alte frequenze è possibile facendo in modo che il termine dipendente dalla frequenza sia piccolo (relativamente a uno) in banda audio ma domini l'espressione del guadagno a frequenze più alte.
Riscrivendo il termine del guadagno utilizzando la variabile S (che rappresenta la frequenza complessa, talvolta chiamata anche p) si ha l'equazione (4.4.1):

$$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2 + \frac{1}{S\,C_2}} = \frac{S\,(R_1 + R_2)\,C_2 + 1}{S\,R_2\,C_2 + 1}$$

$$\approx \frac{S\,R_1\,C_2 + 1}{S\,R_2\,C_2 + 1} \qquad (4.4.1)$$

$$\text{ZERO a } f_z = \frac{1}{2\,\pi\,R_1\,C_2} \qquad (4.4.2)$$

$$\text{POLO a } f_p = \frac{1}{2\,\pi\,R_2\,C_2} \qquad (4.4.3)$$

Un esame dell'equazione 4.4.1 mostra che essa ha uno zero nella risposta a f_z (equazione 4.4.2) e un polo a f_p (equazione 4.4.3).
Scegliendo f_z al termine dello spettro audio (20 kHz in fig.) e f_p prima dell'incrocio con la risposta ad anello chiuso (340 kHz in figura) si ottiene la risposta in frequenza riportata. Tale risposta soddisfa la specifica di guadagno unitario pur permettendo al guadagno di salire, al di là della banda audio, per assicurare la stabilità di operazione.

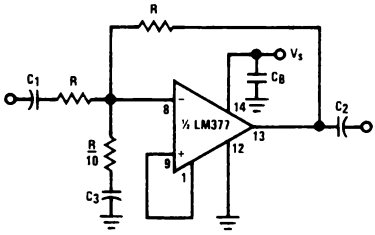


FIGURA 4.4.15 Amplificatore invertente a guadagno unitario

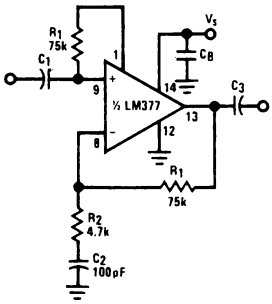


FIGURA 4.4.16 Amplificatore non invertente a guadagno unitario

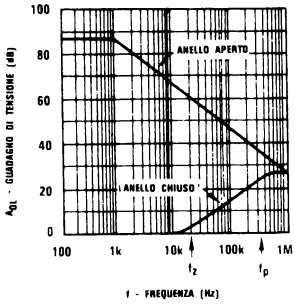


FIGURA 4.4.17 Risposta in frequenza di un amplificatore non invertente a guadagno unitario

4.4.12 Amplificatori a ponte

Gli amp della serie LM 377 sono del pari utili nella configurazione a ponte per pilotare carichi fluttuanti che possono essere altoparlanti, servomotori o altro.
Si può in tal caso raddoppiare la potenza in uscita e non mettere i condensatori d'accoppiamento all'uscita.
L'impedenza di carico può essere di 8 o 16 Ω nel circuito a ponte di fig. 4.4.18.
La risposta di questo circuito va da 20 Hz a 160 kHz (fig. 4.4.19 e la distorsione è di 0,1% a metà banda 4 W, ma sale a 0,5% a 10 kHz e 50 mW di uscita (fig. 4.4.20).

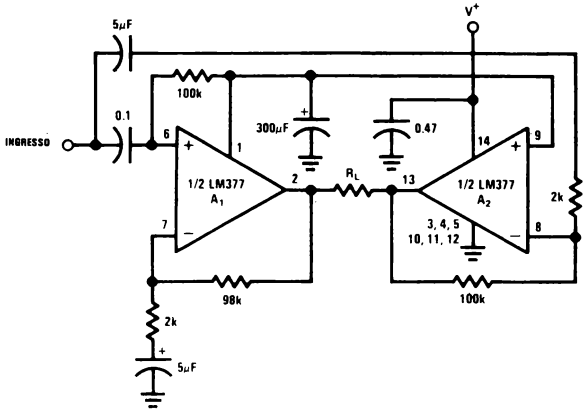


FIGURA 4.4.18 Amp a ponte da 4W

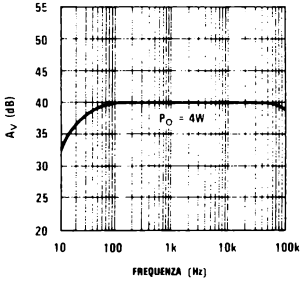


FIGURA 4.4.19 Risposta in frequenza, Amp a ponte di fig. 4.4.18

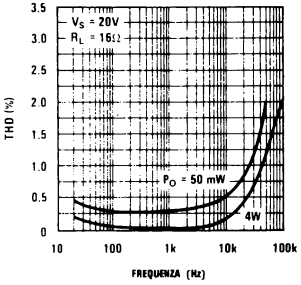


FIGURA 4.4.20 Distorsione relativa all'Amp a ponte di fig. 4.4.18

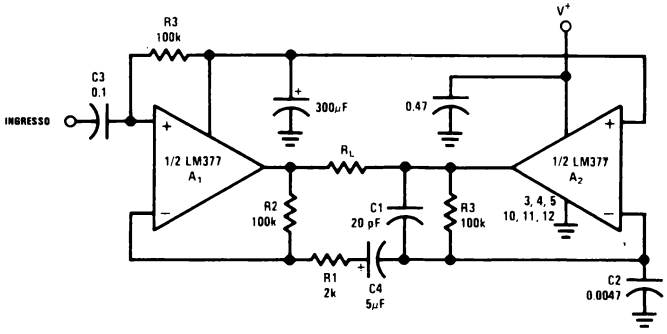


FIGURA 4.4.21 Amp a ponte di 4W con alta impedenza d'ingresso

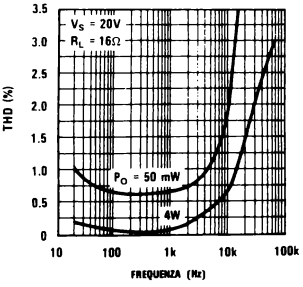


FIGURA 4.4.22 Distorsione relativa all'Amp a ponte di fig. 4.4.21

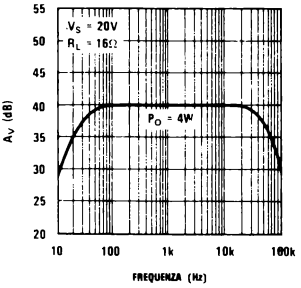


FIGURA 4.4.23 Risposta in frequenza, Amp a ponte di fig. 4.4.21

La maggior distorsione a bassa potenza è dovuta a una piccola distorsione « notch » al crossover che diventa più evidente alle basse e alle alte frequenze. Il circuito di fig. 4.4.21 è simile al precedente ma ha una maggiore impedenza d'ingresso.
In fig. 4.4.21 il segnale pilota dell'amp invertente è derivato dalla tensione di reazione dell'amp non invertente.
Le resistenze R_1 e R_3 sono le resistenze d'ingresso e di reazione per A_2, mentre R_1 e R_2 sono la rete di reazione per A_1.
Per quanto riguarda A_1, R_2 vede una terra virtuale all'ingresso negativo verso A_2, perciò il guadagno di A_1 è $(1 + R_2/R_1)$.
Per quanto riguarda A_2 il suo segnale d'ingresso è la tensione che è portata all'ingresso invertente di A_1. Questa uguaglia il valore che si presenta all'ingresso positivo di A_1.
L'impedenza che si presenta all'ingresso invertente di A_1 è assai bassa anche se R_2 è 100 k.
A_1 può essere considerato un amp a guadagno unitario con internamente:
$R = R_2 = 100$ k e $R_L = R_1 = 2$ k
Perciò la resistenza d'uscita effettiva dell'amp a guadagno unitario è:

$$R_{OUT} = \frac{R_{INTERNA}}{A_{OL}/A\beta} = \frac{100\ k}{600/1} = 167\ \Omega$$

Diventa critico il layout nel tentativo di evitare oscillazioni d'uscita.
Perfino con uno studio attento della disposizione si può rendere necessaria l'aggiunta di C_1 e C_2 per prevenirle.
Con i valori indicati l'amp pilota un carico di 16 Ω a 4 W con una distorsione inferiore allo 0,2% a metà banda, che sale a 1% a 20 kHz (figura 4.4.22).
La risposta in frequenza è da 27 kHz a 60 kHz (fig. 4.4.23). Il « roll off » a bassa frequenza è causato dal doppio polo di C_3 R_3 e C_4 R_1.

4.4.13 Oscillatori di potenza

Una metà di un LM 377 può essere collegata come un oscillatore per fornire fino a 2 W a un carico.

La fig. 4.4.24 mostra un tipo di oscillatore a ponte di Wien con una stabilizzazione d'ampiezza FET sul ritorno della reazione negativa.

Il circuito utilizza la polarizzazione interna e lavora con una sola alimentazione. C_3 e C_6 permettono una reazione DC a guadagno unitario e isolano la polarizzazione dalla massa.

THD è inferiore a 1% a 10 kHz e tale valore potrebbe essere ancora migliorato con un'attenta regolazione di R_5.

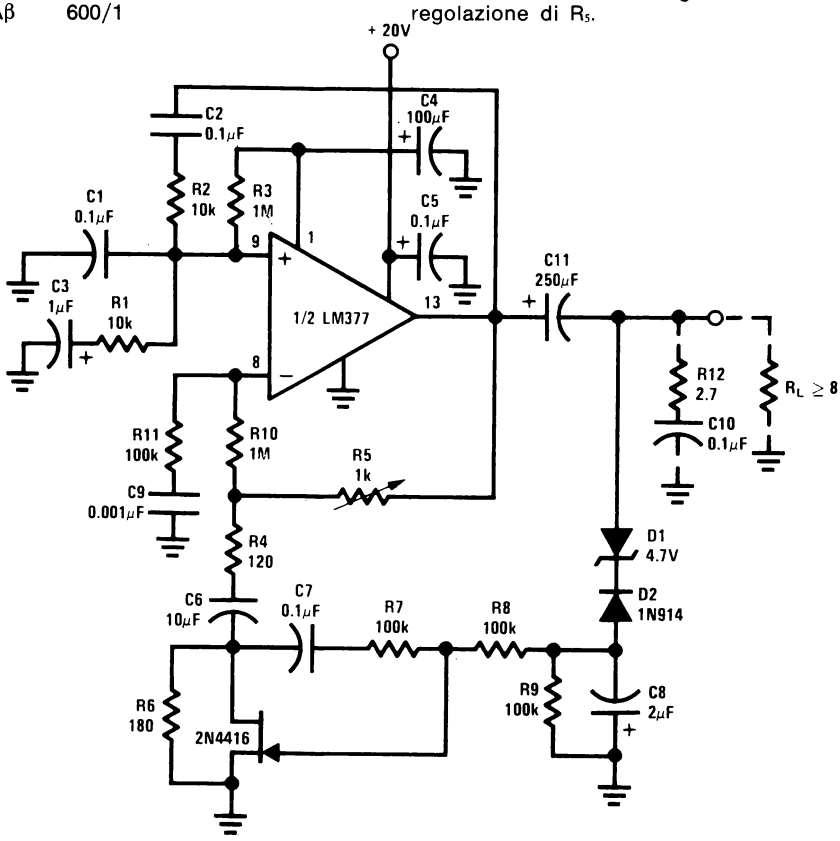


FIGURA 4.4.24 Oscillatore di potenza a ponte di Wien

Il FET lavora come elemento variabile nell'attenuatore di reazione da R_4 a R_6.
Il guadagno minimo della reazione negativa è determinato dalle resistenze da R_4 a R_6 mentre il FET è in parallelo con R_6 per aumentare il guadagno in mancanza di segnale sufficiente all'uscita. Il rivelatore di picco D_2 e C_8 sente il livello d'uscita per controllare la polarizzazione del FET.
Il diodo zener D_1 determina il livello d'uscita di cui potrebbe essere fatta anche una regolazione se R_9 fosse un potenziometro con R_8 connesso al cursore.
Il massimo livello d'uscita con i valori indicati è di 5,3 V_{RMS} a 60 Hz.
C_7 e l'attenuatore R_7 e R_8 accoppiano metà del segnale del drain del FET al gate per una sua maggiore linearità e bassa distorsione.
L'anello di controllo d'ampiezza potrebbe essere sostituito, in circuiti non critici, da una lampadina a incandescenza (fig. 4.4.25) benché l'OFFSET DC verrebbe a peggiorare di un fattore 3 (guadagno DC dell'oscillatore).
R_{10} è adattata a R_3 per una migliore stabilità DC e la rete R_{11}, C_9 incrementa il guadagno ad alta frequenza per una maggiore stabilità.
Senza questo RC si potrebbe verificare un'oscillazione sulla metà negativa del ciclo della forma d'onda d'uscita.
Un condensatore poco induttivo C_5, posto direttamente sull'alimentazione del IC, è importante per il mantenimento della stabilità e per prevenire oscillazioni ad alta frequenza nella parte negativa del segnale uscente.
C_5 può essere un ceramico da 0,1 μF o uno di mylar da 0,47 μF.
È importante la disposizione: particolare cura deve essere posta per evitare anelli di terra (v. discussione al paragrafo sugli amp).
Se si verificasse tuttavia un'instabilità ad alta frequenza, si aggiungano R_{12} e C_{10} all'uscita (fig. 4.4.24).

4.4.14 Pilotaggio di un motore a 2 fasi

La fig. 4.4.25 mostra l'uso di un LM 377 per pilotare un piccolo servomotore a 2 fasi 60 Hz con fino a 3 W per fase.
Tale circuito può essere bene rivolto ad applicazioni tipo pilotare un piatto di giradischi a velocità costante (o selezionabile).
Per semplicità circuitale si usa una doppia alimentazione che diminuisce il numero delle parti impiegate ed elimina parecchi grossi condensatori di bypass.
Una lampada a incandescenza è utilizzata in un anello di semplice stabilizzazione d'ampiezza.
L'ingresso DC è minimizzato bilanciando la resistenza DC agli ingressi positivo e negativo dell'amp ($R_1 = R_3$ e $R_6 = R_8$). La stabilità ad alta frequenza è assicurata dall'aumentare il guadagno ad anello chiuso, da circa 3 a 60 Hz a più di 30 sopra i 40 kHz con la rete di R_3, R_4 e C_3.
La rete di accoppiamento tra gli stadi C_6 R_6 sposta la fase da 85° a 60 kHz per dare il segnale di pilotaggio necessario al motore a 2 fasi.
Il guadagno della rete « phase shift » è di proposito basso cosicché l'amp disaccoppiatore lavora con un guadagno uguale a 10 per una adeguata stabilità ad alta frequenza.
Come in altri circuiti, deve essere ripetuta l'importanza del bypass delle alimentazioni, di un attento layout e della prevenzione agli anelli di terra in uscita.
Gli avvolgimenti del motore sono accordati a 60 Hz con condensatori paralleli. Tale circuito piloterà carichi di 8 Ω a 3 W ciascuno.

4.4.15 Controllore proporzionale di velocità

Un controllore proporzionale di velocità a basso costo può essere progettato in modo semplice con un amp LM 378.

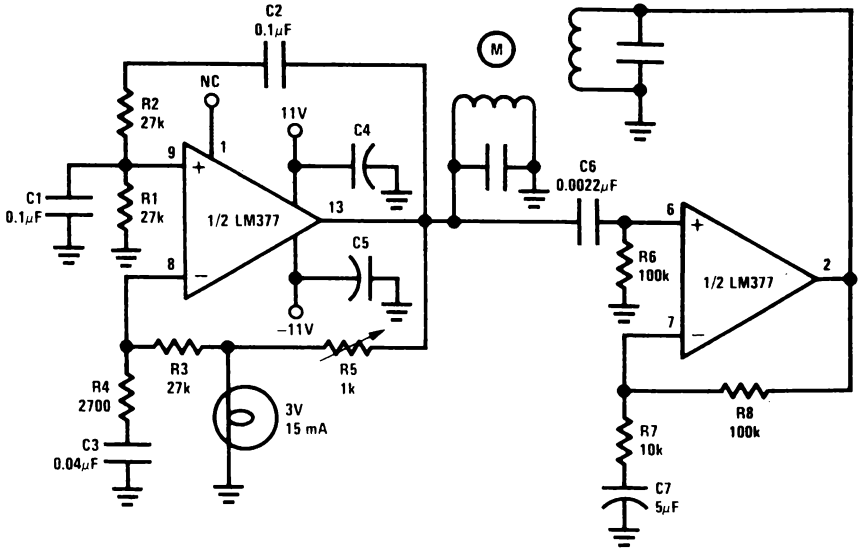


FIGURA 4.4.25 Driver di un motore a 2 fasi

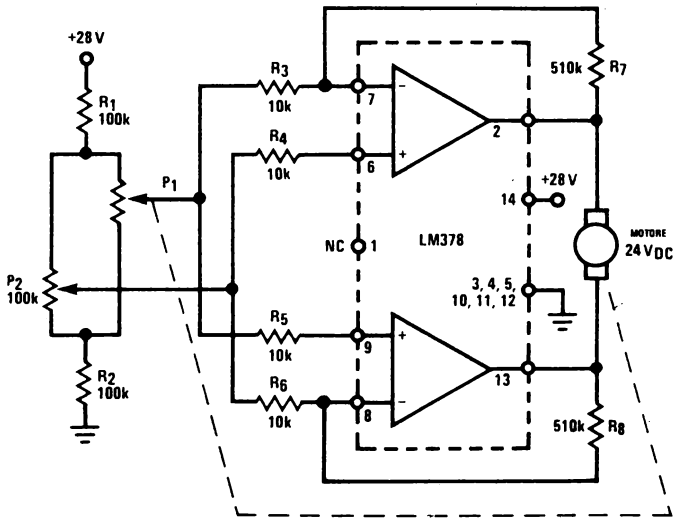


FIGURA 4.4.26 Controllo proporzionale di velocità

Per l'utilizzo con motori 12-14 V_{DC} con correnti continue fino a parecchie centinaia di milliampère, questo circuito permette una regolazione remota di spostamenti angolari in un albero di guida.
Applicazioni tipiche sono le antenne rotanti sul tetto e valvole controllate da motore.
Un controllo proporzionale (fig. 4.4.26) risulta da un segnale errore che si determina sul ponte di WHEATSTONE costituito dalle resistenze R_1, R_2 e i potenziometri P_1 e P_2.
Il controllo P_1 è accoppiato meccanicamente all'albero del motore come raffigurato dalla linea tratteggiata e funziona come un sensore di reazione variabile in continuità.
Posizionando il controllo P_2 si crea un errore di tensione tra i 2 ingressi, che è amplificato dal LM 378 (collegato come un amp delle differenze a ponte); la grandezza e la polarità del segnale d'uscita dal LM 378 determinano la velocità e la direzione del moto.
Allorché il motore gira il potenziometro P_1 segue il movimento e il segnale di errore, ovvero la differenza di posizione tra P_1 e P_2 diventa sempre più piccola finché infine il sistema si ferma quanda la tensione d'errore è diventata zero.
Le specifiche reali sul guadagno del sistema dipendono dal tipo di motore e dall'intervallo cui si è interessati.
La fig. 4.4.26 mostra solo il principio che sta nel controllo proporzionale di velocità non volendo presentare dei valori definitivi di resistenze.

4.4.16 Sistemi completi

Gli amplificatori doppi di potenza LM 377, 378, 379 sono utili in radio da tavolo o in mobiletto, giradischi, registratori, impianti di intercomunicazione e in ogni sistema musicale a bassa o media potenza.
Le figure dal 4.4.27 al 4.4.29 descrivono la sezione elettronica completa di un sistema musicale a 2 canali con ingressi per radio AM, radio FM stereo, fono e possibilità di registrazioni.
La fig. 4.4.27 unisce la coppia di amp di potenza con i controlli di « LOUDNESS », di bilanciamento e di tono.
I controlli di tono permettono di incrementare o togliere i bassi e/o il « treble ».
I transistor Q_1 e Q_2 funzionano come amp d'ingresso con la triplice funzione di:

1) offrire un'alta impedenza d'ingresso in modo particolare per le testine ceramiche fono;
2) dare un segnale amplificato d'uscita a un registratore a nastro;
3) realizzare un guadagno che compensi le perdite dovute ai controlli di tono.

Per i controlli di tono reazionati si potrebbero usare quelli di tipo BAXANDAL utilizzanti transistor di guadagno, ma allora, con il medesimo numero di transistor, si perderebbero i primi due vantaggi presentati.
Si pensa che questo circuito realizzi il sistema completo con il minor numero di parti.
La fig. 4.4.28 presenta la circuiteria addizionale per la commutazione degli ingressi e per gli amp di riproduzione da nastro.
Il LM 382 con condensatori relativi fornisce la compensazione NAB di riproduzione da nastro.
Per ulteriori informazioni sul LM 382, o i simili LM 381 e LM 387 ci si riferisca al paragrafo 2.0.
La fig. 4.4.29 mostra la relazione tra l'impedenza del generatore di segnale e il guadagno o l'impedenza d'ingresso per lo stadio amp Q_1, Q_2.
Il guadagno dello stadio può essere posto al valore desiderato attraverso la scelta dell'impedenza dell'alimentazione o attraverso l'inserzione di resistenze in serie con gli ingressi (ad es. da R_1 a R_4 in fig. 4.4.28).

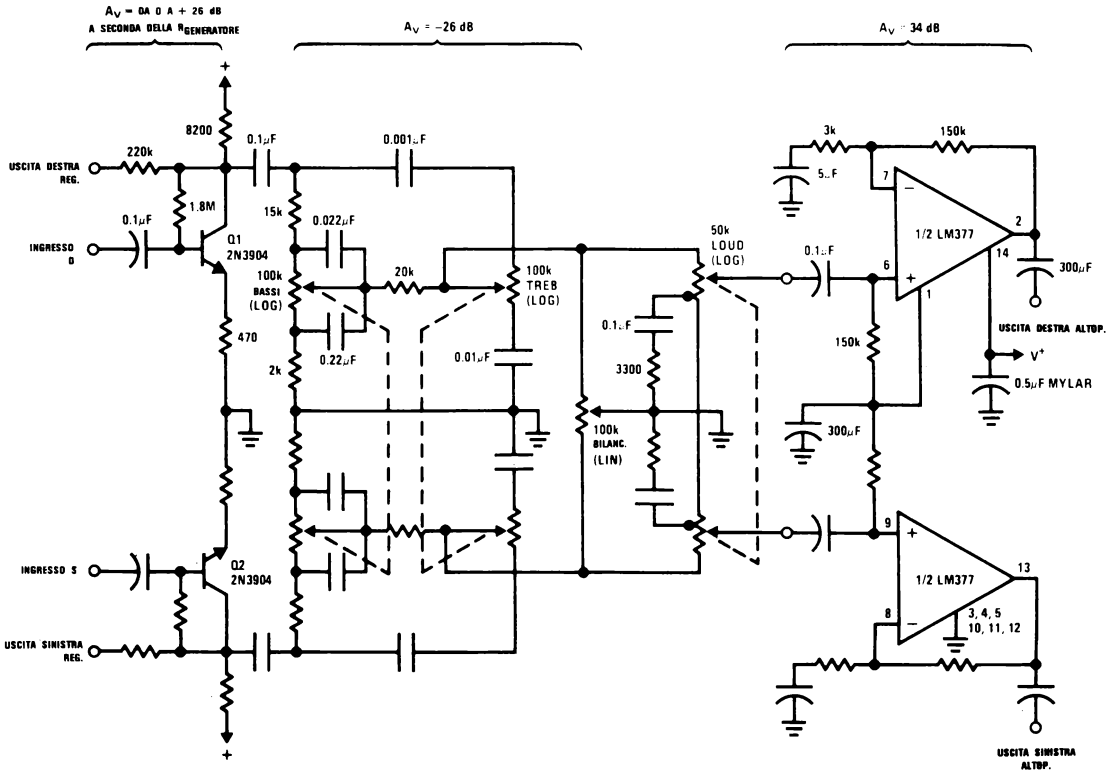


FIGURA 4.4.27 Amp di potenza a due canali e circuiti di controllo

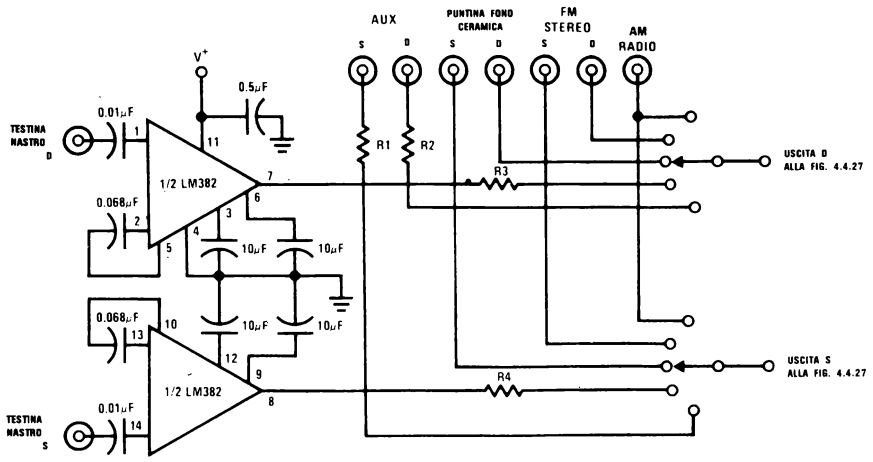


FIGURA 4.4.28 Amp a due canali per riproduzione da nastro e commutazione del segnale

Il guadagno è variabile da — 15 a +24 dB a seconda delle resistenze serie da 0 a 10 MΩ.
Il guadagno richiesto per una e_{IN} da 100 a 200 mV (valore approssimato di un segnale audio ripristinato proveniente da una radio FM stereo o AM) va circa da 18 a 21 dB complessivi per 2 W in un altoparlante di 8 Ω a 1 kHz o da 21 a 24 dB per 4 W.

4.4.17 Amp « rear channel » ambiente

Il circuito per il canale « rear » (retro) AMBIENTE di fig. 4.4.30 può essere aggiunto a un sistema stereo già esistente per estrarre il segnale differenza (S — D o D — S) che combinato con qualche segnale diretto (S o D) dà una certa pienezza o « realismo da sala di concerti » al suono registrato.
Una potenza minore è richiesta per questi canali retro e quindi un LM 377 sarà sufficiente per la maggior parte di queste applicazioni ambiente.
Gli ingressi sono semplicemente collegati ai terminali d'uscita degli altoparlanti già esistenti dell'impianto stereo mentre 2 altre casse sono collegate alle uscite del circuito ambiente.
Si noti che le casse retro dovrebbero essere collegate in opposizione di fase rispetto a quelle frontali come è indicato dai segni + e — sullo schema di fig. 4.4.30.

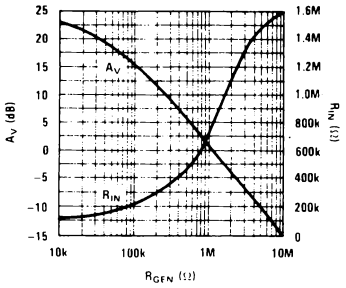


FIGURA 4.4.29 A_V e R_{IN} relativi allo stadio d'ingresso di fig. 4.4.26

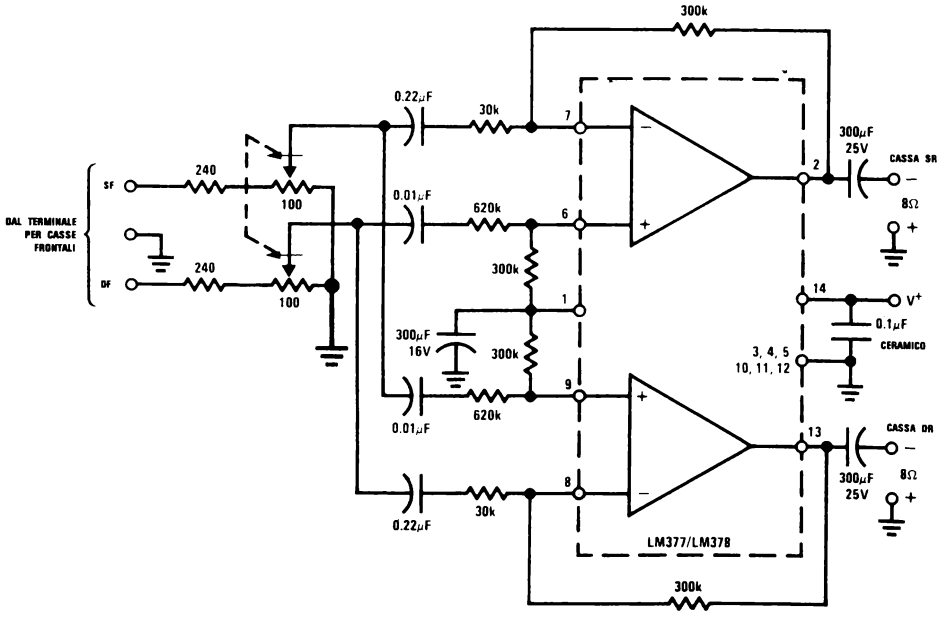


FIGURA 4.4.30 Amp ambiente (4 cavalli), casse retro

4.5 AMP AUDIO DI POTENZA LM 380

4.5.1 Introduzione

Tutti gli amp mono di potenza riportati in tabella 4.3.2 derivano dal progetto LM 380; di quest'ultimo sarà perciò presentata una dettagliata discussione della circuiteria interna come base per la comprensione degli altri dispositivi.
I paragrafi successivi descriveranno solo le differenze peculiari di ogni tipo rispetto al progetto LM 380.
Il LM 380 è un amp audio di potenza per applicazioni commerciali.
Ha un guadagno fissato internamente di 50 (34 dB) e un'uscita che si centra automaticamente a metà dell'alimentazione.
Un unico stadio d'ingresso fa sì che gli ingressi siano riferiti a terra o accoppiati AC a seconda delle esigenze.
Tutte queste possibilità presenti internamente portano a un minimo di parti esterne per applicazioni audio.

4.5.2 Descrizione circuitale

La fig. 4.5.1 mostra uno schema circuitale sem-

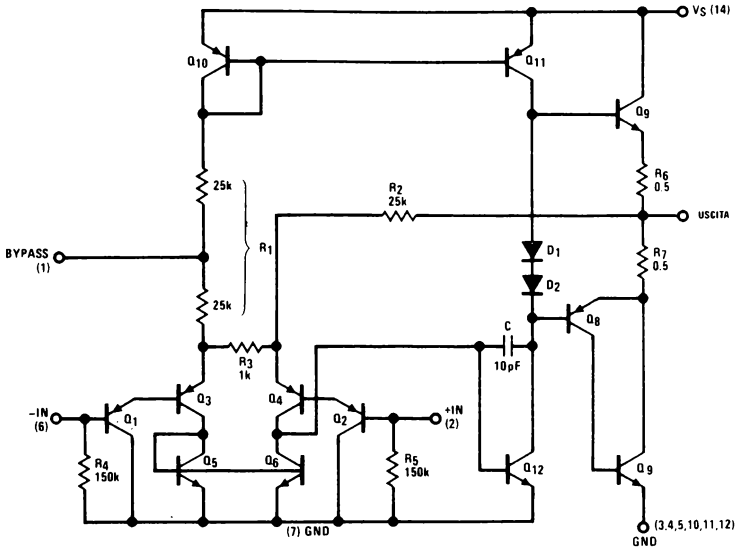


FIGURA 4.5.1 Schema semplificato del LM380

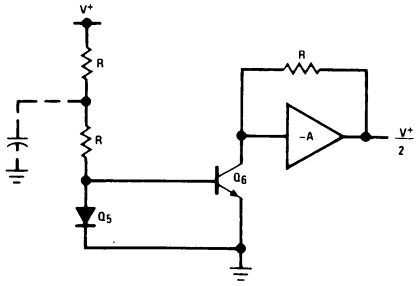


FIGURA 4.5.2 Circuito equivalente DC del LM380

plificato del LM 380. Lo stadio d'ingresso è un emitter follower PNP che pilota una coppia PNP differenziale con un carico generatore di corrente.
L'ingresso PNP è riferito a terra in modo da permettere un accoppiamento diretto al trasduttore d'ingresso.
Il secondo stadio è un amp a guadagno di tensione ad emitter a massa con un carico generatore di corrente.
La compensazione interna è realizzata con un condensatore C' « pole splitting » (che provvede a sdoppiare il polo).
Tale compensazione è utilizzata per mantenere una larga banda a potenza (100 kHz a 2 W, 8 Ω).
L'uscita è uno stadio emitter follower quasi complementare.
L'uscita è polarizzata a metà della tensione di alimentazione del rapporto delle resistenze R_2/R_1.
Una ulteriore semplificazione della fig. 4.5.1 per mostrare la polarizzazione DC dello stadio d'uscita porta alla fig. 4.5.2 in cui le resistenze R_1 e R_2 sono indicate come R.
Poiché il transistor lavora con zero volt reali tra base e collettore, il circuito funziona come un amp DC con un guadagno di un mezzo (ovvero $A_V = R/_{R+R}$) e un ingresso a V^+; perciò l'uscita vale $V^+/2$.
Il guadagno AC dell'amp è internamente fissato a 34 dB (o 50 V/v).
La fig. 4.5.3 mostra come questo sia realizzato attraverso la rete interna di reazione R_2-R_3.
Il guadagno è il doppio del rapporto R_2/R_3 a causa del generatore di corrente (Q_5, Q_6) che provvede al guadagno differenziale totale dello stadio d'ingresso.
Tra l'ingresso negativo e positivo c'è una differenza in guadagno di uno, analogamente al caso degli amp invertenti e non-invertenti.
Per esempio un amp invertente con resistenza di ingresso uguale a 1 k e una resistenza di reazione di 50 k ha un guadagno di 50 V/v mentre un amp non invertente costruito con le stesse resistenze ha un guadagno di 51 V/v.
Pilotando il terminale invertente del LM 380 perciò si ottiene un guadagno di 50, mentre pilotando quello non invertente si ottiene un guadagno di 51.

4.5.3 Caratteristiche generali di operazione

La corrente d'uscita del LM 380 arriva a 1,3 A di picco.
Il contenitore DIP 14 pin dà 35° C/W quando saldato a un circuito stampato con una lamina di rame da 2 once di 6 pollici quadrati (fig. 4.5.4).

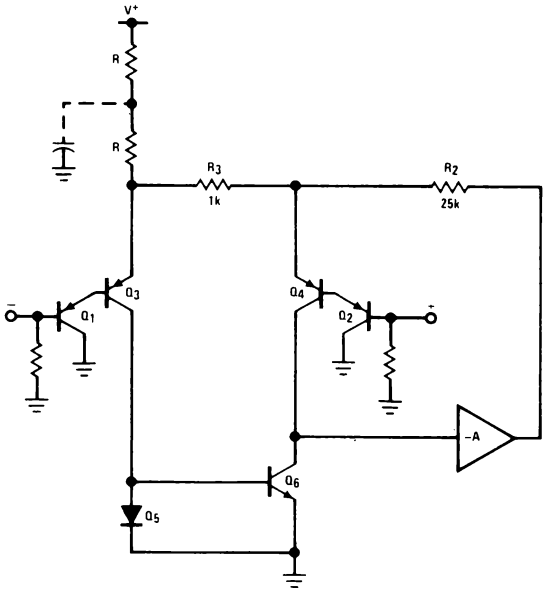


FIGURA 4.5.3 Circuito equivalente AC del LM380

Poiché la temperatura della giunzione del dispositivo è limitata a 150 °C dal circuito di spegnimento termico, il contenitore sopporta 2,9 W di dissipazione con un ambiente a 50 °C o 3,6 W con 25 ° d'ambiente.
La fig. 4.5.4a mostra la dissipazione massima del contenitore in funzione della temperatura ambiente per diversi tipi di assorbitori di calore. (Le dimensioni dell'assorbitore STAVER V7 sono riportate in fig. 4.5.4b).
Le fig. 4.5.5a, b, c, riportano la dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita per diverse tensioni di alimentazione e carichi.
La massima dissipazione può essere ottenuta dalla fig. 4.5.4 per le condizioni di assorbitore e temperatura ambiente in cui il dispositivo lavora.
Le fig. 4.5.5a, b, c presentano la massima alimentazione permessa (per stare all'interno dei limiti termici) e la potenza d'uscita per carichi da 4, 8 e 16 Ω.
La linea di THD = 3% rappresenta approssimativamente l'inizio della saturazione.
La fig. 4.5.6 riporta THD in funzione della frequenza per vari livelli d'uscita, mentre la figura 4.5.7 riporta la larghezza di banda del LM 380.
Il disaccoppiamento della alimentazione è ottenuto attraverso il partitore AC formato da R_1 (figura 4.5.1) e un condensatore esterno di bypass. La resistenza R_1 è divisa in 2 metà da 25 kΩ realizzando una alta impedenza di generatore per l'integratore.
La fig. 4.5.8 riporta il disaccoppiamento della alimentazione in funzione della frequenza per diversi condensatori di bypass.

4.5.4 Polarizzazione

Lo schema semplificato di fig. 4.5.1 mostra il LM 380 polarizzato internamente con una resistenza da 150 kΩ a massa.

Questo permette ai trasduttori d'ingresso che sono riferiti a terra di essere accoppiati direttamente all'ingresso invertente o non invertente dell'amp. L'ingresso non utilizzato può essere: 1) lasciato libero, 2) collegato a massa attraverso una resistenza o un condensatore, 3) cortocircuitato a massa.

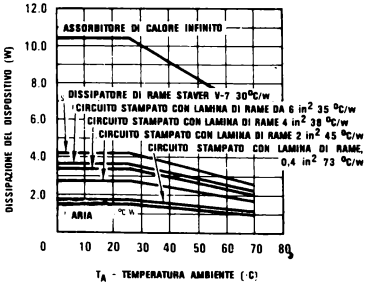
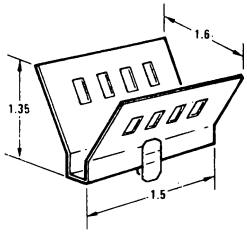


FIGURA 4.5.4a Dissipazione del dispositivo in funzione della massima temperatura ambiente



*-Staver Co.
Bayshore, N.Y.

FIGURA 4.5.4b Dissipatore di calore Staver* « V7 »

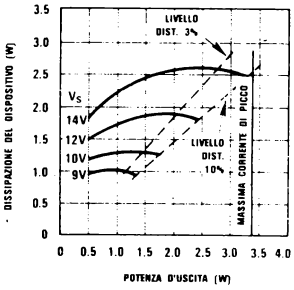


FIGURA 4.5.5a Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 4Ω

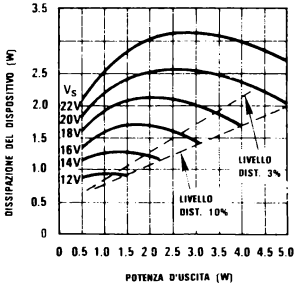


FIGURA 4.5.5b Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico 8Ω

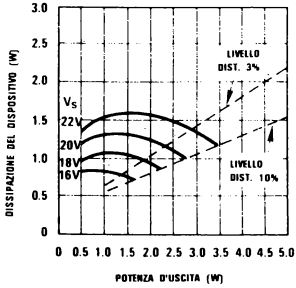


FIGURA 4.5.5c Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 16Ω

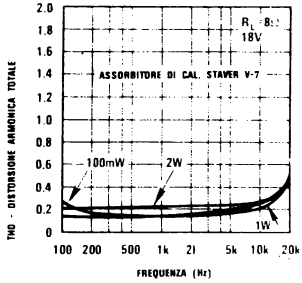


FIGURA 4.5.6 Armonica totale in funzione della frequenza

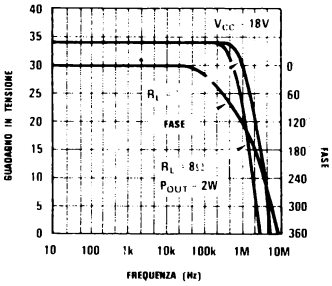


FIGURA 4.5.7 Guadagno della tensione d'uscita in funzione della frequenza

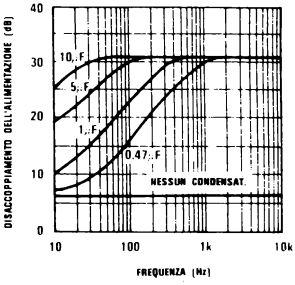


FIGURA 4.5.8 Disaccoppiamento dell'alimentazione in funzione della frequenza

Nella maggior parte dei casi in cui si usa l'ingresso non invertente l'ingresso invertente è lasciato fluttuante.
Quando è utilizzato l'ingresso invertente ed è lasciato fluttuante l'ingresso positivo, si può verificare che l'amplificatore sia sensibile alla disposizione sul circuito stampato poiché l'accoppiamento dei disturbi con l'ingresso libero è reazionato positivamente.
Questo può essere evitato in una delle seguenti maniere: 1) mettendo a terra AC l'ingresso non utilizzato con un piccolo condensatore. È questa la soluzione da preferirsi quando si usano trasduttori ad alte impedenze di uscita.
2) Riportando l'ingresso inutilizzato a massa attraverso una resistenza. Questa è la soluzione migliore quando si hanno trasduttori con impedenza d'uscita DC medio-bassa e quando l'offset d'uscita della tensione metà dell'alimentazione è critico.
La resistenza è uguale alla resistenza del trasduttore d'ingresso; mantiene così bilanciato l'amp differenziale d'ingresso minimizzando l'offset d'uscita.
3) Cortocircuitando l'ingresso non utilizzato a terra. Questo metodo è usato con trasduttori a bassa impedenza DC d'uscita o quando è non critica la tensione di offset d'uscita.

4.5.5 Oscillazioni.

Sono da prendersi, quando si impiega il LM 380, le normali precauzioni di disaccoppiamento dell'alimentazione.
Se V_S è distante più di 2 o 3 pollici dal condensatore filtro dell'alimentazione dovrebbe essere presente un disaccoppiamento con un condensatore ceramico a disco da 0,1 μF al terminale V_S del IC.
ragrafo come componenti tratteggiati eliminano

la oscillazione di piccola ampiezza dai 5 ai 10 MHz che può verificarsi durante l'elongazione negativa di un carico che assorba parecchia corrente.
L'oscillazione è a una frequenza troppo alta evidentemente per passare agli altoparlanti, ma dovrebbe ugualmente essere evitata quando si lavora in un ambiente sensibile RF.

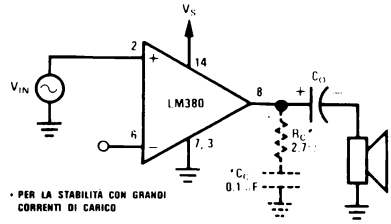


FIGURA 4.5.9 Componenti per eliminare le oscillazioni

4.5.6 Precauzioni RF

Si veda il paragrafo 2.3.10.

4.5.7 Applicazioni dell'amp. invertente

Con la polarizzazione e la compensazione interne del LM 380 la configurazione circuitale più semplice richiede solo un condensatore d'accoppiamento (fig. 4.5.10).

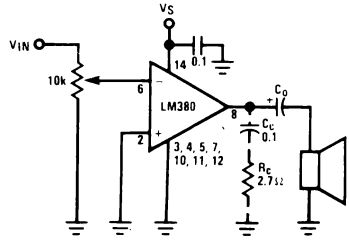


FIGURA 4.5.10 Configurazione con il minor numero di componenti

4.5.8 Amp fono per cartuccia ceramica

Un'applicazione di questa configurazione base è l'amp per giradischi in cui è richiesta l'aggiunta di controlli di volume e di tono.
La fig. 4.5.11 mostra il LM 380 con un controllo di volume a partitore di tensione e un controllo di tono con roll-off ad alta frequenza.

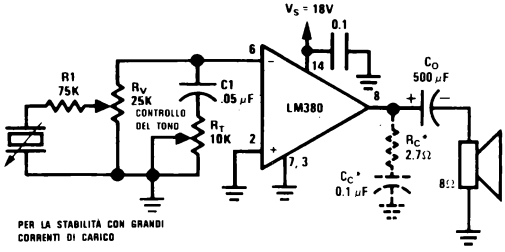


FIGURA 4.5.11 Amp per cartucce fono ceramiche

4.5.9 Controlli di volume e di tono di modo comune

Quando si richiede la massima impedenza d'ingresso o non è auspicabile l'attenuazione del segnale del controllo di volume a partitore, si può usare un controllo di volume di « modo comune », che è illustrato in fig. 4.5.12.
Con tale controllo di volume, l'impedenza che carica il generatore è solo l'impedenza d'ingresso dell'amp in posizione di massimo volume.

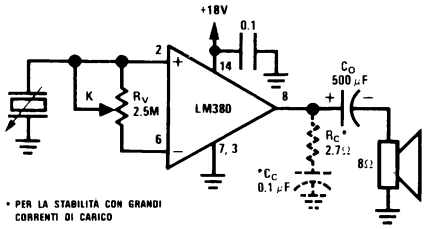


FIGURA 4.5.12 Controllo di volume « Common Mode »

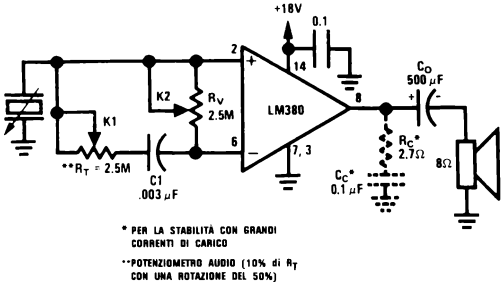
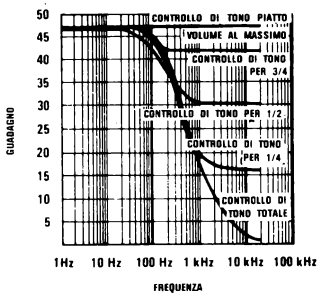


FIGURA 4.5.13 Controllo di tono e di volume « Common Mode »



Questo riduce alla metà l'impedenza d'ingresso dell'amp alla posizione di volume minimo.
L'equazione (4.5.1) descrive la tensione d'uscita in funzione della posizione del potenziometro.

$$V_{OUT} = 50\, V_{IN} \left(1 - \frac{150 \times 10^3}{k_1 R_V + 150 \times 10^3} \right) \quad 0 \leqslant k_1 \leqslant 1 \qquad (4.5.1)$$

Questo controllo di volume di « modo comune » può essere unito con un controllo di tono di « modo comune » come è mostrato in fig. 4.5.13. Questo circuito ha un chiaro vantaggio su quello di fig. 4.5.10, quando si usano trasduttori ad alta impedenza di sorgente, poiché realizza la piena impedenza d'ingresso dell'amp.
È inoltre vantaggioso con i trasduttori di bassa impedenza d'uscita poiché è eliminata l'attenuazione del segnale del divisore di tensione all'ingresso.
La funzione di trasferimento del circuito di figura 4.5.13 è data da:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 50 \left(1 = \frac{150\,k}{150\,k + \dfrac{k_1 R_T k_2 R_V + \dfrac{k_2 R_V}{j\,2\pi f C_1}}{k_1 R_T + k_2 R_V + \dfrac{1}{j\,2\pi f C_1}}} \right)$$

$$0 \leqslant K_1 \leqslant 1$$
$$0 \leqslant K_2 \leqslant 1$$
(4.5.2)

La fig. 4.5.14 riporta la risposta del circuito di fig. 4.5.13.

4.5.10 Amp a ponte

Quando si vuole una potenza maggiore di quella che può essere fornita da un solo amp si usano allora due amp nella configurazione a ponte che è riportata in fig. 4.5.15.

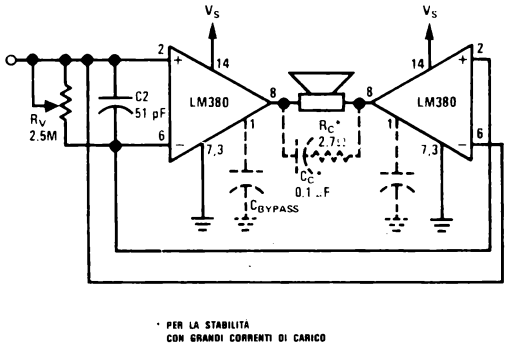


FIGURA 4.5.15 Configurazione a ponte

Questo porta a raddoppiare la dinamica della tensione sul carico per una certa alimentazione, aumentando così la potenza di un fattore 4 rispetto all'amp. singolo.
Tuttavia nella maggior parte dei casi la dissipazione del contenitore sarà il primo parametro di limitazione per la potenza fornita al carico.
In questo caso la capacità di potenza del ponte sarà solo il doppio rispetto a quella data da un solo amp.

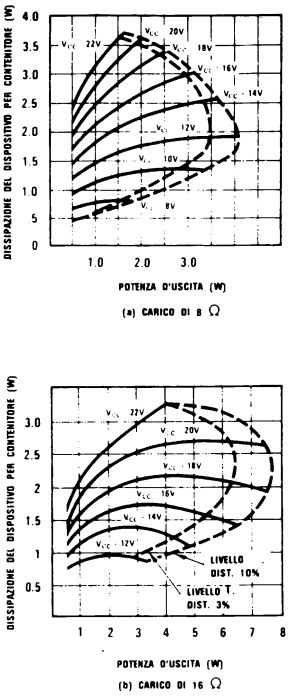


FIGURA 4.5.16

Le fig. 4.5.16a, e b riportano la potenza d'uscita in funzione della dissipazione del contenitore sia per 8 che per 16 Ω di carico nella configurazione a ponte.
La distorsione armonica del 3% e del 10% ha tale andamento a causa della limitazione termica del LM 280.
Differenti modalità di assorbimento di calore cambieranno il punto a cui il profilo della distorsione si piega.
La tensione del punto di riposo d'uscita del LM 380 è specificata a 9 V ± 1 con una alimentazione di 18 V. Perciò nella peggiore condizione è possibile avere 2 V DC sul carico.
Con un altoparlante di 8 Ω si ottengono 0,25 A, che può essere eccessivo. Sono possibili 3 alternative: 1) adattare con cura la tensione del punto di riposo; 2) mettere un condensatore non polare in serie con il carico; 3) utilizzare i controlli di bilanciamento dell'offset di fig. 4.5.17.
I circuiti di fig. 4.5.15 e 4.5.17 impiegano il controllo di volume, già mostrato, di modo comune. Tuttavia può essere utilizzata ognuna delle precedenti soluzioni di collegamenti d'ingresso.
La fig. 4.5.18 riporta la configurazione a ponte con l'ingresso a partitore di tensione.
Come già discusso nel paragrafo « Polarizzazione » l'ingresso non pilotato può essere messo a terra AC o DC.
Se V_S è a una distanza apprezzabile (> 3 pollici) dal condensatore di filtro dell'alimentazione, deve essere disaccoppiato con un condensatore al tantalio da 1 μF.

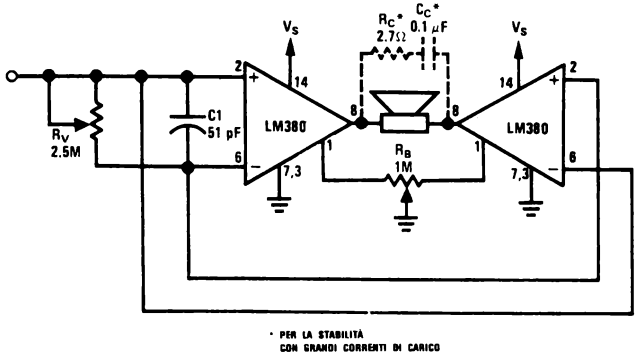


FIGURA 4.5.17 Controllo del bilanciamento

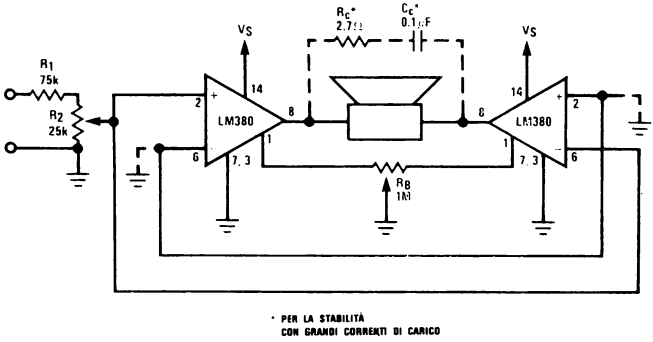


FIGURA 4.5.18 Ingresso con partitore di tensione

4.5.11 Apparecchi per comunicazioni interne

Il circuito di fig. 4.5.19 realizza un apparecchio per comunicazioni interne con un numero minimo di componenti.
Con il commutatore S_1 nella posizione « parla », l'altoparlante della parte principale funziona come microfono con l'aiuto del trasformatore T_1 in salita.

Un rapporto spire di 25 e un guadagno del dispositivo di 50 permettono un guadagno massimo di anello di 1250.
R_V realizza un controllo di volume « common mode ». Commutando S_1 alla posizione di ascolto si inverte il ruolo degli altoparlanti principale e secondario.

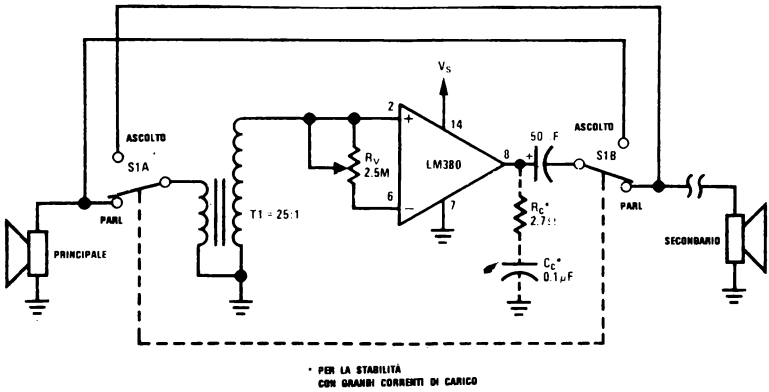


FIGURA 4.5.19 Intercomunicazioni

4.5.12 Alimentazione doppia a basso costo

Il circuito di fig. 4.5.20 mostra un metodo di sdoppiamento simmetrico dell'alimentazione realizzato con un minimo numero di componenti.
A differenza della tecnica normale RC e zener di potenza il circuito LM 380 non richiede una alta corrente di stand-by né una grossa dissipazione di potenza per mantenere la regolazione.

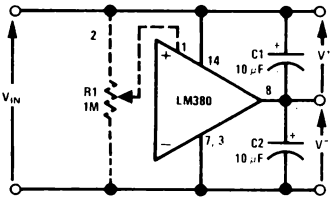


FIGURA 4.5.20 Alimentazione sdoppiata

Con una tensione di ingresso di 20 V (± 10 V di uscita) il circuito presenta una variazione nella tensione d'uscita del 2% circa per 100 mA di carico sbilanciato. Ogni cambio in un carico bilanciato riflette solo la regolazione della tensione del generatore V_{IN}.
La capacità teorica di inseguimento dell'uscita più e meno è del 100% poiché il dispositivo fornisce una tensione d'uscita pari alla metà della alimentazione in assenza di un condensatore sul terminale di bypass.
L'errore reale nell'inseguimento è direttamente proporzionale allo sbilanciamento nella tensione di riposo dell'uscita.
Un potenziometro opzionale può essere collocato al pin 1 (v. fig. 4.5.20) per annullare l'offset di uscita. La corrente sbilanciata d'uscita per il circuito di fig. 4.5.20 è limitata dalla dissipazione di potenza del contenitore.

4.5.13 Circuito con ingresso ad alta impedenza

Il circuito isolato con giunzione FET, mostrato in fig. 4.5.21 fa salire l'impedenza d'ingresso a 22 MΩ per segnali d'ingresso a bassa frequenza. La capacità gate-drain (2 pF al massimo per il KE 4221 mostrato) del FET limita l'impedenza di ingresso all'aumentare della frequenza.

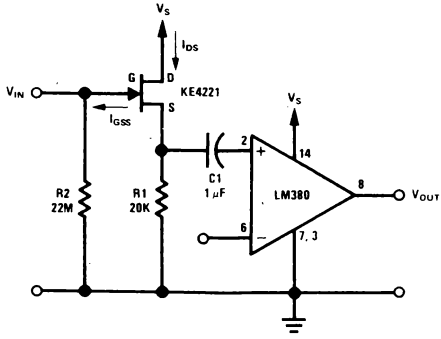


FIGURA 4.5.21 Alta impedenza d'ingresso

A 20 kHz la reattanza di questo condensatore è all'incirca — j 4 MΩ che dà una grandezza totale dell'impedenza d'ingresso di 3,9 MΩ.
I valori scelti per R_1, R_2 e C_1 danno al circuito un guadagno complessivo di almeno 45 per l'intervallo completo dei parametri specificati per il KE 4221.

$$A_V = \left(\frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{gm}} \right) (50) \qquad (4.5.3)$$

$$gm = gm_0 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \qquad (4.5.4)$$

$$V_{GS} = I_{DS} R_1 \qquad (4.5.5)$$

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \qquad (4.5.6)$$

Il valore massimo di R_2 è determinato dal prodotto tra la corrente (inversa) di perdita del dispositivo I_{GSS} e R_2. Tale tensione dovrebbe essere da 10 ÷ 100 volte più piccola di V_P.
L'impedenza d'uscita dell'inseguitore FET vale:

$$R_0 = \frac{1}{g_m}$$

Cosicché la resistenza determinante per la costante di tempo della rete RC tra gli stadi è la resistenza d'ingresso del LM 380.

4.5.14 Convertitore di potenza tensione-corrente

Il LM 380 realizza un convertitore tensione-corrente semplice e a basso costo in grado di fornire correnti AC costanti fino a 1 A a carichi variabili, utilizzando il circuito di fig. 4.5.22.

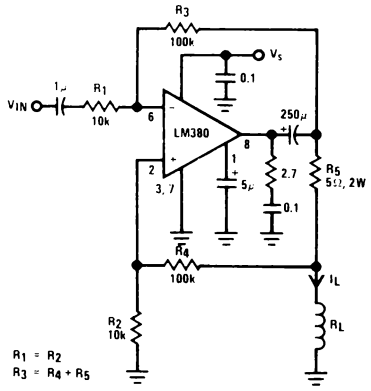


FIGURA 4.5.22 Convertitore di potenza tensione-corrente

La corrente attraverso il carico è fissata dalle resistenze R_1-R_3 che determinano il guadagno, dalla tensione d'ingresso e da R_5 attraverso l'equazione (4.5.8):

$$I_L = -\frac{R_3 V_{IN}}{R_1 R_5} \qquad (4.5.8)$$

Per segnali AC il segno meno dell'equaz. (4.5.8) implica semplicemente un'inversione di fase.

Come mostrato, il progetto della fig. 4.5.22 fornisce 0,5 A_{RMS} al carico da un segnale di 250 mV_{RMS}, con THD inferiore a 0,5%.
La massima variazione di corrente è tipicamente 0,5% con una variazione nel carico da 1-5 Ω.
Flussometri o altri usi similari di elettromagneti esemplificano l'applicazione della fig. 4.5.22.
Elettromagneti intercambiabili hanno spesso differenti impedenze ma richiedono la stessa corrente costante AC per una corretta magnetizzazione.
La bassa distorsione e la capacità del LM 380 di trattare alte correnti rendono abbastanza facili tali applicazioni.

4.5.15 Circuito di silenzio (muting)

L'operazione di muting (parziale o totale) può essere realizzata con il LM 380 portando alto il piedino di bypass durante il periodo di silenzio o di attenuazione.
Un qualunque PNP non costoso può essere utilizzato per svolgere questo compito come nello schema di fig. 4.5.23.
Durante il muting lo stadio d'uscita sarà spento e rimarrà tale finché viene spento il transistor PNP.
L'azione del muting ha un transitorio rapido ma non brusco.

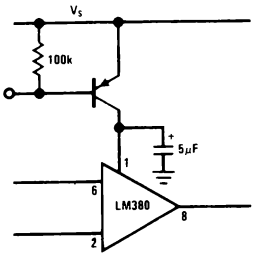


FIGURA 4.5.23 Silenzio per il LM380

4.5.16 Sirena

L'utilizzo della tecnica di muting descritta nel paragrafo precedente permette al LM 380 di realizzare una configurazione di circuito SIRENA con regolazione programmabile della frequenza e velocità (fig. 4.5.24).
Il LM 380 lavora come un oscillatore astabile con frequenza determinata da R_2-C_2.
Aggiungendo Q_1 e pilotando la sua base con la uscita di un LM 3900 connesso come un secondo oscillatore astabile si ottiene di portare su e giù l'uscita del LM 380 a una velocità determinata da R_1-C_1.
Le equazioni di progetto per l'astabile LM 3900 sono riportate in dettaglio nella nota d'applicazione AN-72 pag. 20 e dovrebbero essere consultate per una variazione corretta dei componenti.
Per scopi sperimentali (ovvero tanto per giocarci sopra un po') cambiando qualche componente si altera l'effetto sirena.

4.6 AMP DI POTENZA AUDIO LM 384

4.6.1 Introduzione

Valori più elevati delle tensioni di lavoro permesse e quindi una maggiore potenza d'uscita distinguono il LM 384 dal LM 380.
Sono possibili tipicamente livelli di potenza di 7,5 W (10% THD) su 8 Ω quando si lavora da una alimentazione di 26 V. Tutti gli altri parametri rimangono tali e quali quelli già discussi per il LM 380.
Lo schema elettrico è identico alla fig. 4.5.1.

4.6.2 Caratteristiche generali di operazione

Le considerazioni che riguardano la dissipazione di potenza del contenitore con riferimento agli assorbitori sono le stesse già fatte per il LM 380 (fig. 4.5.4). Curve di dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita sono riportate in fig. 4.6.1-4.6.3 per carichi di 4,8 e 16 Ω.

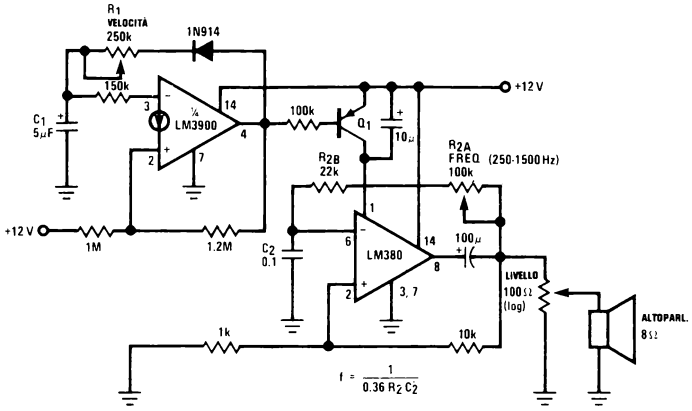


FIGURA 4.5.24 Schema con regolazione programmabile di frequenza e velocità

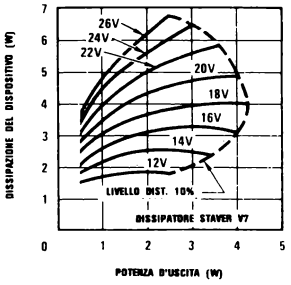


FIGURA 4.6.1 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 4Ω

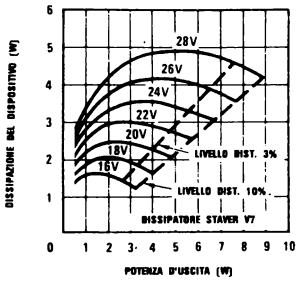


FIGURA 4.6.2 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 8Ω

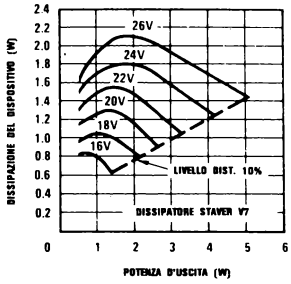


FIGURA 4.6.3 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 16Ω

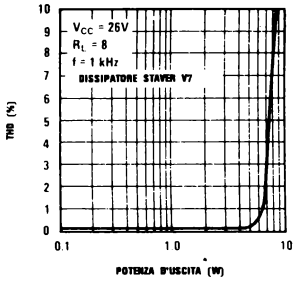


FIGURA 4.6.4 Distorsione armonica totale in funzione della potenza d'uscita

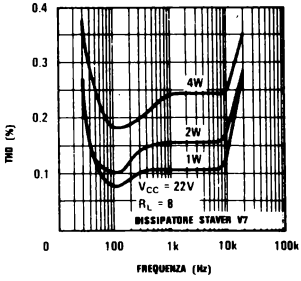


FIGURA 4.6.5 Distorsione armonica totale in funzione della frequenza

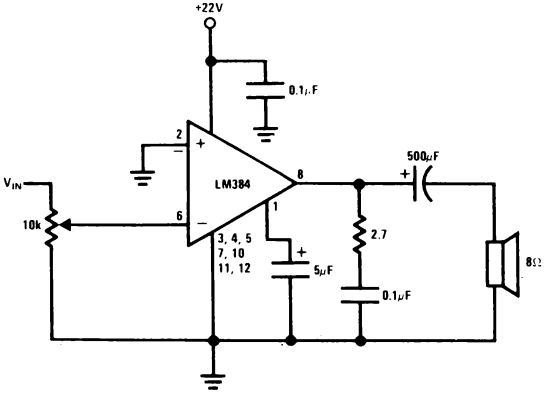


FIGURA 4.6.6 Tipico amplificatore da 5W

La fig. 4.6.4 mostra la distorsione armonica totale in funzione della potenza d'uscita, mentre in fig. 4.6.5 è presentata la THD in funzione della frequenza per vari livelli d'uscita.

Un amp tipico da 5 W ($V_S = 22$ V, $R_L = 8\ \Omega$, THD = 10%) è quello di fig. 4.6.6 si noti l'estrema semplicità del circuito.

Per applicazioni in cui non siano problematici il ripple d'uscita e le oscillazioni a bassa-alta frequenza si possono eliminare tutti i condensatori, eccettuato quello da 500 μF all'uscita, e così pure anche la resistenza da 2,7 Ω.

Si realizza così un amplificatore completo con un solo condensatore esterno e nessuna resistenza.

4.7 AMP AUDIO DI POTENZA A BASSA TENSIONE LM 386

4.7.1 Introduzione

Il LM 386 è un amp di potenza progettato per essere utilizzato in applicazioni commerciali a basso consumo.

Il guadagno è fissato internamente a 20 per tenere basso il numero dei componenti esterni, ma l'aggiunta di una resistenza e di un condensatore esterni tra i piedini 1 e 8 aumenta il guadagno a qualunque valore fino a 200.

Gli ingressi sono riferiti a terra mentre l'uscita si porta automaticamente a un valore pari a metà della tensione di alimentazione.

La potenza persa a riposo è di soli 24 mW quando si lavora con alimentazione di 6 V e il LM 386 è quindi l'ideale per lavorare alimentato con batterie.

Un confronto tra lo schema del LM 386 (figura 4.7.1) e quello del LM 380 fig. 4.5.1) mostra le evidenti somiglianze.

La principale differenza è che il LM 386 ha 2 piedini di controllo del guadagno (1 e 8) che permettono al guadagno internamente fissato a 20 V/V (26 dB) di essere variato a ogni valore fino a 200 V/V (46 dB).

Un'altra importante differenza sta nell'essere il LM 386 ottimizzato per una bassa perdita di corrente per lavorare con alimentazione da batterie.

4.7.2 Caratteristiche generali di operazione

Le curve di dissipazione del dispositivo in funzione delle curve della potenza d'uscita sono riportate in fig. 4.7.2-4.7.4 per valori del carico di 4, 8 e 16 Ω.

Da questa curva si nota la potenza d'uscita funzione delle tensioni di alimentazione tipiche.

Si osservi anche il limite « Dissipazione massima continua » rappresentata da una linea tratteggiata sulle curve a 4 e 8 Ω.

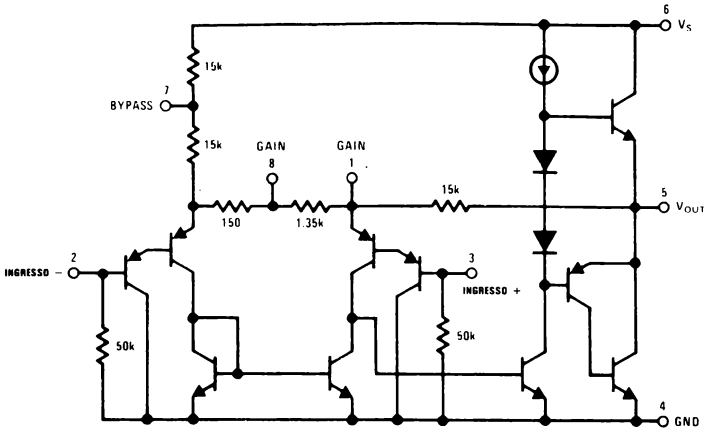


FIGURA 4.7.1 Schema semplificato del LM386

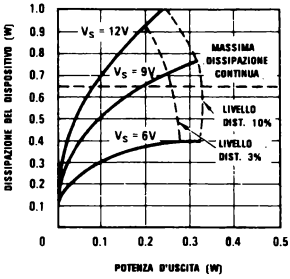


FIGURA 4.7.2 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita carico di 4Ω

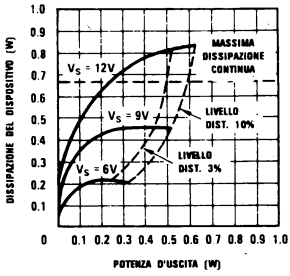


FIGURA 4.7.3 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 8Ω

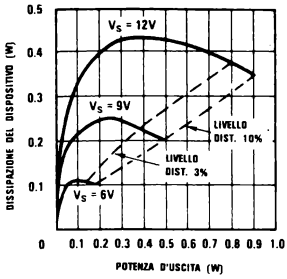


FIGURA 4.7.4 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 16Ω

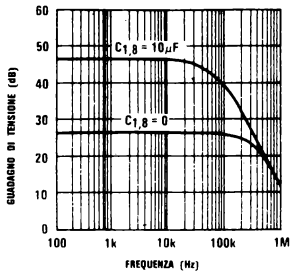


FIGURA 4.7.5 Guadagno di tensione in funzione della frequenza

Il LM 386 è incapsulato in un contenitore 8 pin mini-Dip con una resistenza termica di 187 °C/W, tra la giunzione e l'ambiente.
La temperatura massima permessa per la giunzione è di 150 °C e assumendo quindi una temperatura d'ambiente di 25 °C si ottiene che la massima dissipazione permessa è di 660 mW (P_{DMAX} = [150 °C — 25 °C]/[187 °C/W]).
Operare a temperature d'ambiente maggiori vuol dire peggiorare il dispositivo di un fattore 187 °C/W.
Si noti dalla fig. 4.7.3 che il lavorare con un'alimentazione di 12 V limita la potenza continua di uscita a un massimo di 250 mW per i limiti permessi di dissipazione del contenitore.
È perciò importante che la tensione della alimentazione sia scelta in modo tale da ottimizzare la potenza d'uscita rispetto alla dissipazione del dispositivo.
La fig. 4.7.5 dà un diagramma del guadagno di tensione in funzione della frequenza, mostrando le prestazioni a larga banda caratteristiche del LM 386.
Entrambi gli estremi del guadagno sono riportati per indicare come venga ristretta la banda all'aumentare il guadagno.

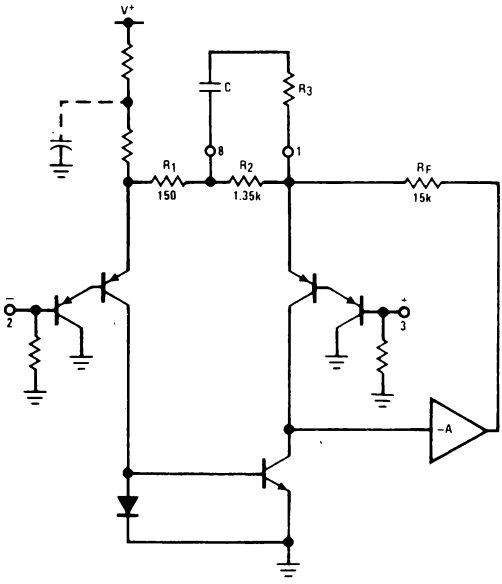


FIGURA 4.7.6 Circuito equivalente AC del LM386

4.7.3 Polarizzazione dell'ingresso

Lo schema (fig. 4.7.1) mostra che entrambi gli ingressi sono polarizzati a terra con una resistenza da 50 k.
La corrente di base dei transistor d'ingresso è circa 250 nA, cosicché gli ingressi sono a 12,5 mV se lasciati aperti.
Se la resistenza del generatore DC che pilota il LM 386 è maggiore di 250 kΩ contribuirà con un piccolo offset aggiuntivo (circa 2,5 mV all'ingresso, 50 mV all'uscita).
Se la resistenza del generatore DC è minore di 10 kΩ allora cortocircuitando l'ingresso inutilizzato a terra si terrà basso l'offset (circa 2,5 mV all'ingresso).
Per resistenze del generatore DC comprese tra tra questi valori si può eliminare l'eccesso di offset mettendo una resistenza tra l'ingresso non utilizzato e massa, di valore uguale alla resistenza del generatore DC.
Naturalmente tutti i problemi di offset vengono eliminati se l'ingresso è accoppiato capacitivamente.
Quando si usa un LM 386 con guadagni più alti (bypass alla resistenza di 1,35 kΩ tra i piedini 1 e 8) è necessario un bypass dell'ingresso inutilizzato, per prevenire il peggioramento del guadagno e possibili instabilità.
Questo è realizzato con un condensatore da 0,1 μF o con un cortocircuito verso massa a seconda della resistenza del generatore DC all'ingresso pilotato.

4.7.4 Controllo del guadagno

La fig. 4.7.6 mostra un circuito equivalente del LM 386 mettendo in risalto la realizzazione del controllo del guadagno.
Per far diventare il LM 386 un amp più versatile sono presenti 2 piedini (1 e 8) per il controllo del guadagno.

Con i piedini 1 e 8 aperti la resistenza da 1,35 kΩ porta il guadagno a 20 (26 dB).
Se invece si mette un condensatore tra il pin 8, in parallelo alla resistenza da 1,35 kΩ, il guadagno sale a 200 (46 dB).
Se si mette una resistenza (R_3) in serie con il condensatore il guadagno può essere portato a qualunque valore tra 20 e 200.
Il controllo del guadagno può essere anche realizzato capacitivamente accoppiando una resistenza (o un FET) tra il pin 1 e massa.
Quando si aggiunge il controllo del guadagno con dei componenti tra il pin 1 e massa, deve essere sempre pilotato l'ingresso positivo (pin 3) con l'ingresso negativo (pin 2) terminato appropriatamente (paragrafo 4.7.3).
Non si dovrebbe cercare di raggiungere guadagni inferiori a 20 dB poiché il LM 386 non estende la sua compensazione al di sotto di 9 V/V (19 dB).

4.7.5 Silenzio

Come per il LM 380 (paragrafo 4.5.15) il LM 386 può essere silenziato cortocircuitando il piedino 7 (bypass) all'alimentazione.
Il LM 386 può anche essere messo in silenzio cortocircuitando il piedino 1 (guadagno) a massa. Entrambe le modalità spengono l'amp senza inzuenzare il segnale d'ingresso.

4.7.6 Applicazioni tipiche

Nelle fig. 4.7.7-4.7.9 sono presentate tre possibili variazioni del LM 386 come amp audio standard di potenza.
Sono mostrati guadagni possibili di 20, 50 e 200 V/V come esempi di metodi di controllo del guadagno.
L'aggiunta di un condensatore opzionale da 0,05 μF e una resistenza da 10 Ω serve a sopprimere le oscillazioni che si verificano durante la semionda negativa in un carico che porta una forte corrente (v. paragrafo 4.5.5).

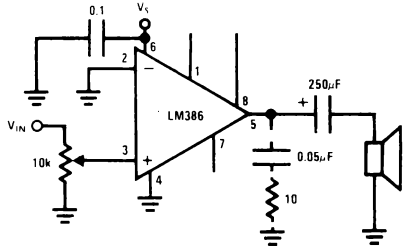


FIGURA 4.7.7. Amplificatore con guadagno = 20 V/V (26dB) realizzato con il minor numero di parti

4.7.7 Circuito di incremento dei bassi

In parallelo con le resistenze interne di reazione si possono aggiungere degli altri componenti esterni (fig. 4.7.10) per meglio adattare il guadagno e la risposta in frequenza alle singole applicazioni.

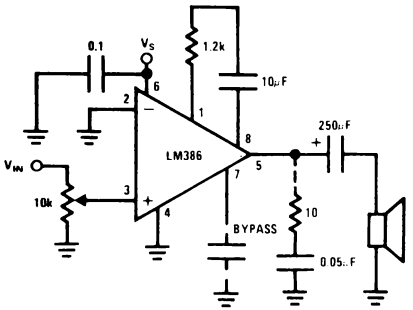


FIGURA 4.7.8 Amplificatore con guadagno = 50 V/V (34dB)

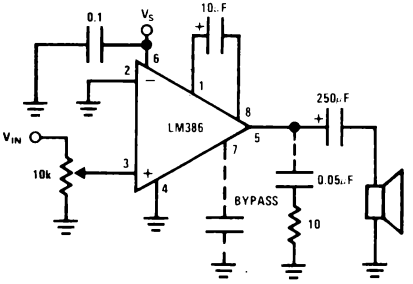
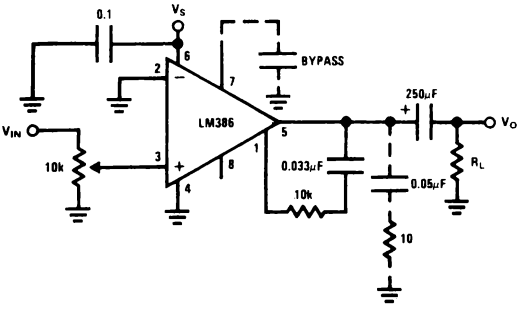
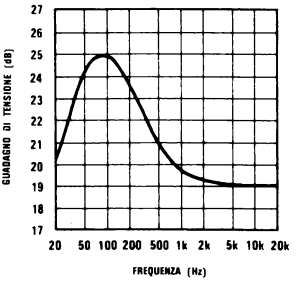


FIGURA 4.7.9 Amplificatore con guadagno = 200 V/V (46dB)



(a) Amplifier with Bass Boost



(b) Frequency Response with Bass Boost

FIGURA 4.7.10 LM386 con incremento dei bassi

Per esempio si può compensare una povera risposta sui bassi delle casse acustiche formando adeguatamente il cammino di reazione.
Questo lo si realizza con un RC serie tra il pin 1 e il 5 (in parallelo con la resistenza interna da 15 kΩ).
Per un reale incremento dei bassi di 6 dB vale R ≈ 15 k, mentre il più piccolo valore permesso per R è 10 kΩ, perché ci sia stabilità, se il pin 8 è aperto.
Se i pin 1 e 8 hanno un bypass allora si può usare R anche di 2 kΩ. Questa restrizione viene dal fatto che l'amp è compensato solo per guadagni ad anello chiuso superiori a 9.

4.7.8 Oscillatore ad onda quadra

In fig. 4.7.11 è riportato un oscillatore ad onda quadra in grado di pilotare una cassa di 8 Ω con 0,5 W da un'alimentazione di 9 V.
Modificando o R_1 o C_1 si modifica la frequenza dell'oscillazione secondo l'equazione riportata in figura.
Una tensione di riferimento, determinata dal rapporto R_3/R_2 è applicata all'ingresso positivo dell'uscita del LM 386.
Il condensatore C_1 si carica e si scarica alternativamente attorno a questo valore di riferimento causando la commutazione dell'uscita.
Poiché le tensioni di offset DC non sono rilevanti rispetto all'operazione circuitale, il guadagno è aumentato fino a 200 V/V da un cortocircuito tra i pin 1 e 8, risparmiando così un condensatore.

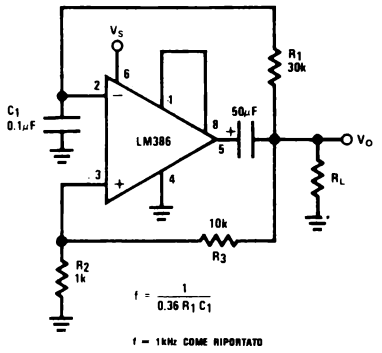


FIGURA 4.7.11 Oscillatore ad onda quadra

4.7.9 Oscillatore di potenza a ponte di Wien

Il LM 386 realizza un oscillatore a basso costo, bassa distorsione, in frequenza audio, se collegato secondo una configurazione a ponte di Wien (fig. 4.7.12).
Il condensatore C_2 fa salire il guadagno ad anello aperto a 200 V/V. Il guadagno ad anello chiuso è fissato a circa 10 dal rapporto tra R_1 e R_2.
Un guadagno di dieci è necessario per evitare oscillazioni spurie che si possono verificare a guadagni inferiori poiché il LM 386 non è stabile al di sotto dei 9 V/V.

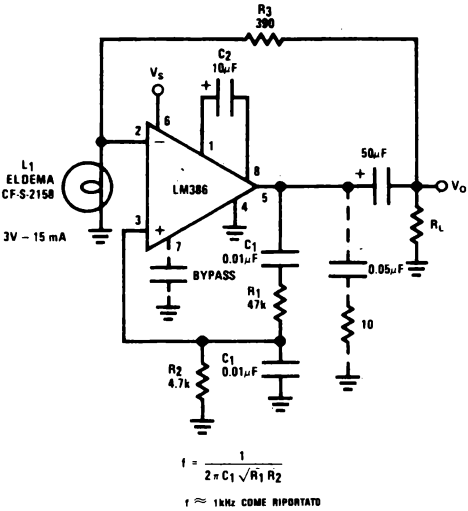


FIGURA 4.7.12 Oscillatore di potenza a ponte

La frequenza d'oscillazione è determinata dalla equazione riportata in figura e può facilmente essere modificata cambiando il condensatore C_1.
La resistenza R_3 dà una reazione negativa di stabilizzazione dell'ampiezza in unione con la lampada L_1. Andrà bene quasi qualunque lampada da 3 V, 15 mA.

4.8 AMP AUDIO DI POTENZA A BASSA TENSIONE LM 389 CON SERIE DI TRANSISTOR NPN

4.8.1 Introduzione

Il LM 389 è costituito da una serie di 3 transistor NPN sullo stesso substrato e da un amp di potenza audio simile al LM 386 (fig. 4.8.1).
Gli ingressi dell'amp sono riferiti a massa mentre l'uscita si posiziona da sola a metà della tensione di alimentazione.
Il guadagno è internamente fissato a 20 per minimizzare il numero di parti esterne, ma con la aggiunta di una resistenza esterna e di un condensatore tra i piedini 4 e 12 il guadagno può essere aumentato a piacere fino a 200.
Il controllo del guadagno è identico a quello del LM 386 (v. paragrafo 4.7.4).
I tre transistor sono ad alto guadagno e hanno eccellenti caratteristiche di adattamento, sono adatti per una grande varietà di applicazioni dai sistemi DC a quelli VHF.

4.8.2 Alimentazioni e terre

Il LM 388 ha un eccellente reiezione dell'alimentazione e non richiede alimentazioni particolarmente regolate.
Tuttavia per eliminare possibili problemi di stabilità ad alte frequenze l'alimentazione dovrebbe essere disaccoppiata verso massa con un condensatore da 0,1 μF.

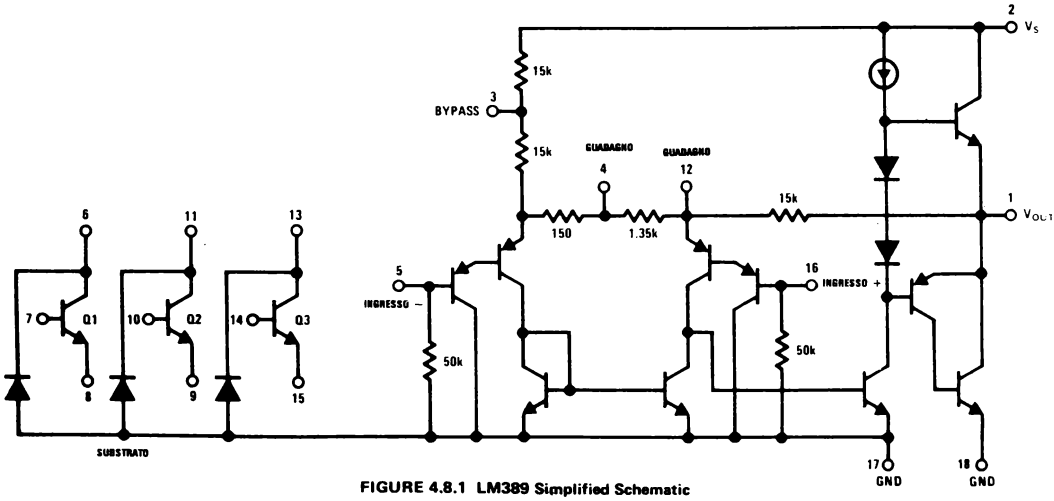


FIGURE 4.8.1 LM389 Simplified Schematic

La terra che porta l'alta corrente del transistor di uscita (pin 18) è separata dalla terra per piccoli segnali (pin 17).
Se i 2 conduttori di massa vengono riportati separatamente all'alimentazione non sorgeranno problemi di stabilità dalla resistenza parassita nel conduttore della terra di potenza.
La resistenza parassita nella massa del segnale può causare invece problemi di stabilità e deve essere quindi resa minima.
Si deve inoltre porre attenzione che la potenza dissipata non superi la dissipazione massima (825 mW) del contenitore per una certa temperatura.

4.8.3 Silenzio

Il « silenzio » è realizzato nello stesso modo che si utilizzava per il LM 386 (paragrafo 4.7.5) a parte la diversa numerazione dei piedini.

4.8.4 Transistor

I tre transistor sul LM 389 sono dispositivi per uso generale che si usano come tutti i transistor per piccoli segnali.
Finché le correnti e le tensioni sono comprese nelle limitazioni massime e i collettori non sono mai a potenziale negativo rispetto al pin 17, non ci sono limiti al loro utilizzo.
Per esempio la tensione di rottura emitter-base di 7,1 V può essere utilizzata per realizzare un diodo ZENER con correnti da 1 μA a 5 mA.
Questi transistor, ancora, sono dei buoni driver per LED, V_{SAT} è solo 150 mV quando assorbono 10 mA.
Nella regione lineare questi transistor sono stati usati in radio AM e FM, registratori, giradischi e in parecchie altre applicazioni.
Utilizzando le curve caratteristiche della tensione e della corrente di rumore, si può aggiustare la corrente di collettore in modo da ottimizzare le prestazioni di rumore per una certa impedenza del generatore (fig. 4.8.2-4.8.4).

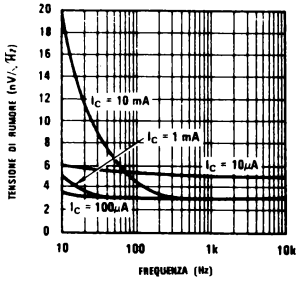


FIGURA 4.8.2 Tensione di rumore in funzione della frequenza

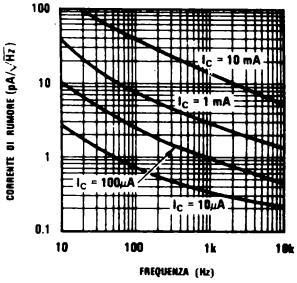


FIGURA 4.8.3 Corrente di rumore in funzione della frequenza

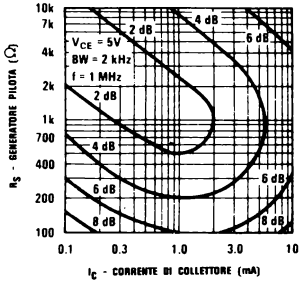


FIGURA 4.8.4 Linee a figura di rumore costante

4.8.5 Applicazioni tipiche

Le applicazioni possibili per questi 3 transistor e l'amp di potenza 0,5 W sembrano limitate solo dalla fantasia del progettista.

Parecchi progetti già esistenti sono costituiti da tre transistor più un piccolo amp di potenza a componenti discreti; è un attraente alternativa rifarli con il LM 389. È questa una situazione tipica delle radio AM a batteria.

Il LM 389 realizza così una economia radio AM con un solo IC (fig. 4.8.5).

Riportiamo di seguito parecchie applicazioni del LM 389 come esempi di circuiti reali e come idee da sviluppare.

4.8.6 Registratori a nastro

In fig. 4.8.6 è riportato un amp completo per registratore a cassette in grado di incidere e riprodurre.

Due dei transistor funzionano come amp di segnale mentre il terzo è utilizzato per il controllo automatico del livello durante la registrazione.
Il circuito completo è realizzato solo con un LM 389, un diodo e alcuni componenti passivi.

4.8.2 Amp per giradischi a testina ceramica con controlli di tono

Per una corretta risposta in frequenza (soprattutto all'estremità inferiore) le cartucce ceramiche richiedono una alta impedenza terminale. La figura 4.8.7 riporta un amp fono a basso costo, un solo IC, in cui uno dei transistor del LM 389 è usato come emitter follower d'ingresso ad alta impedenza per realizzare il carico richiesto dalla testina.
I transistor restanti formano una coppia DARLINGTON ad alto guadagno utilizzata come un elemento attivo in un circuito di controllo del tono BAXANDALL a bassa distorsione (v. paragrafo 2.14.7).

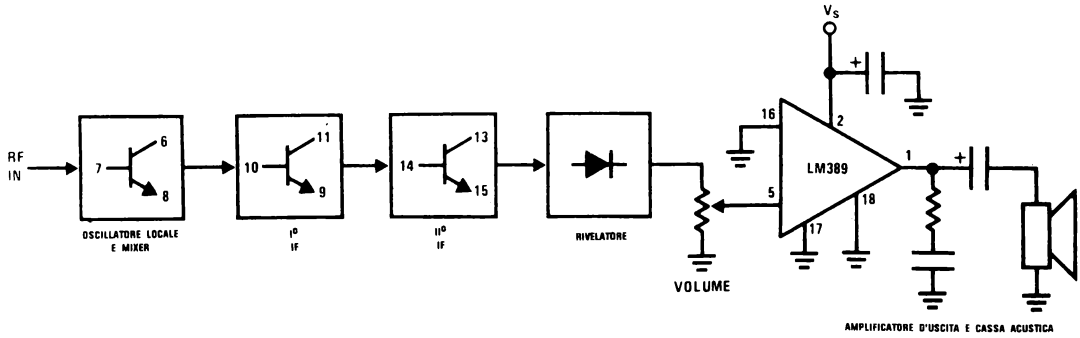


FIGURA 4.8.5. Radio AM

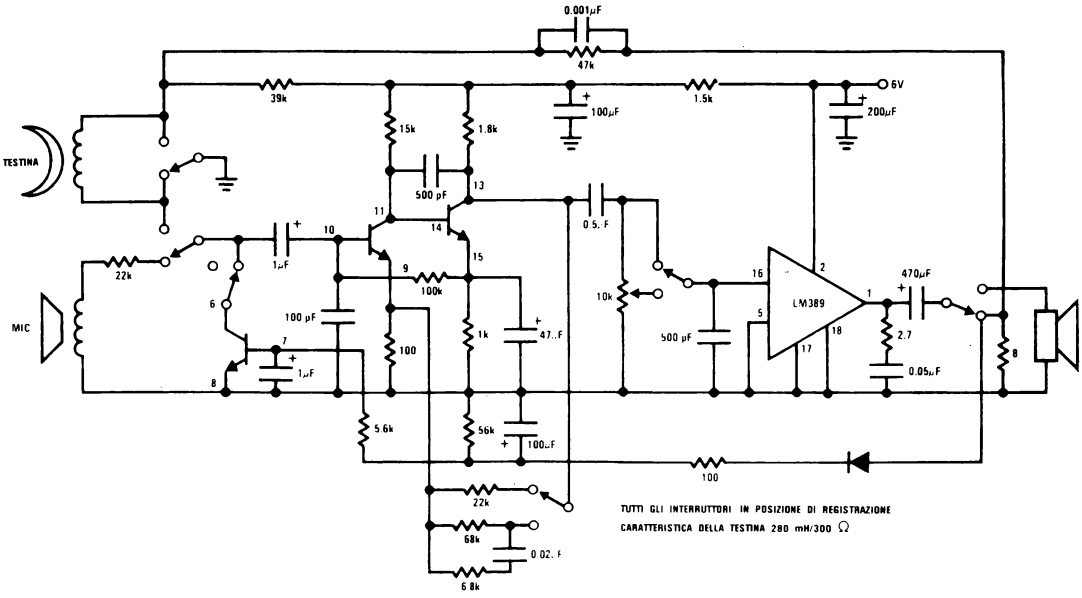


FIGURA 4.8.6 Registratore a nastro

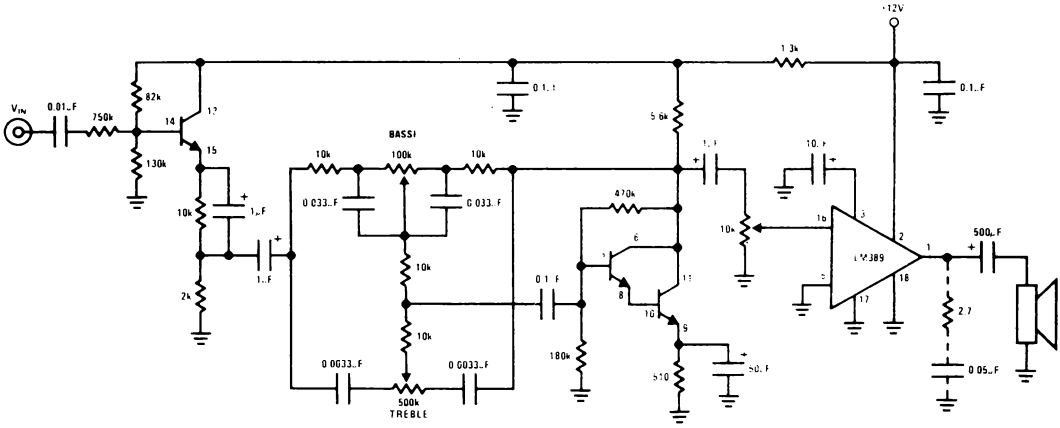


FIGURA 4.8.7 Amplificatore per testina fono ceramica con controlli di tono

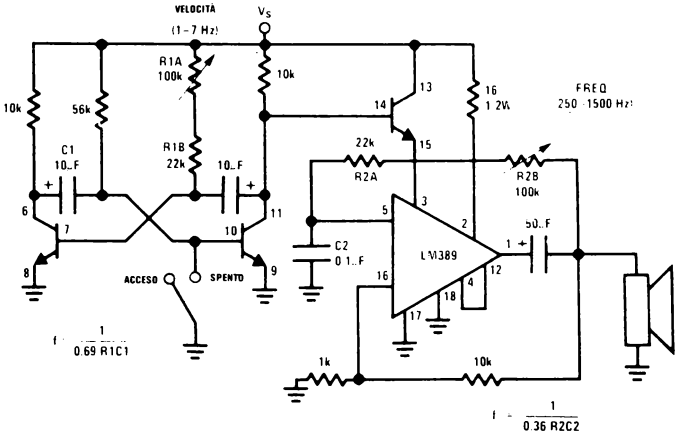


FIGURA 4.8.8. Sirena

4.8.8 Sirena

Il circuito sirena di fig. 4.8.8 utilizza uno solo dei transistor del LM 389 per accendere e spegnere l'amp di potenza secondo le tecniche di silenzio discusse nel paragrafo 4.8.3. Gli altri transistor formano un circuito multivibratore incrociato che controlla la velocità dell'oscillatore ad onda quadra.

L'amp di potenza è utilizzato come oscillatore ad onda quadra con regolazione della frequenza attraverso il potenziometro R_{2B}.

4.8.9 Amp controllato in tensione o circuito di tremolo

Un amp controllato in tensione costruito con un LM 389 è presentato in fig. 4.8.9.

Stavolta i transistor formano un amp delle differenze con un generatore attivo di corrente.

Tale configurazione, nota come moltiplicatore a trasconduttanza variabile, ha un'uscita proporzionale al prodotto dei 2 segnali d'ingresso. La moltiplicazione si verifica grazie alla dipendenza della transconduttanza del transistor dalla corrente di polarizzazione dell'emitter.

Come mostrato la corrente dell'emitter è posta al valore di riposo di 1 mA da una serie di resistenze.

La tensione di controllo del guadagno V_C varia da 0 V (guadagno minimo = — 20 dB) a 4,5 V (guadagno massimo: + 30 dB) dando un range dinamico complessivo di 50 dB (fig. 4.8.10).

I livelli del segnale V_{IN} dovrebbero essere ridotti a valori inferiori a 100 mV per buone prestazioni di distorsione. L'uscita dello stadio a guadagno differenziale è portata attraverso un accoppiamento capacitivo all'amp di potenza con la rete RC raffigurata, il quale a sua volta serve a pilotare le casse.

Applicazioni di tremolo (modulazione d'ampiezza di una frequenza audio attraverso un oscillatore a frequenze inferiori, tipicamente 5-15 Hz) richiedono di portare il segnale dell'oscillatore a bassa frequenza nell'ingresso opzionale mostrato in figura.

Il potenziometro di controllo del guadagno può essere regolato in modo da realizzare la « profondità » ottimale.

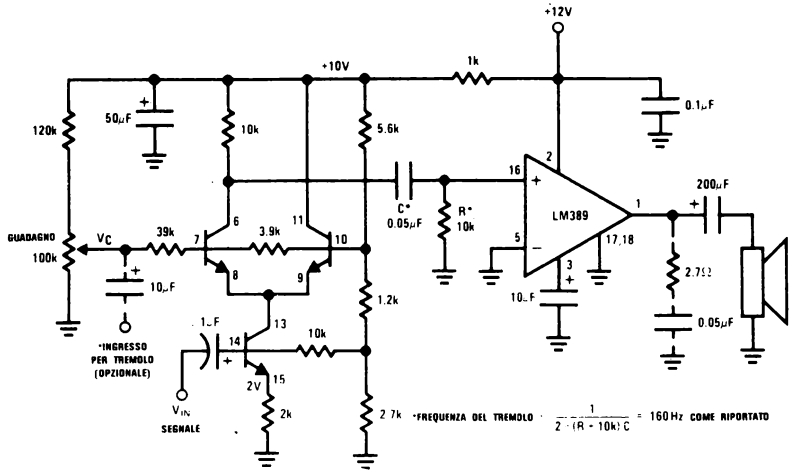


FIGURA 4.8.9 Amp a controllo di tensione (VCA) o circuito di tremolo

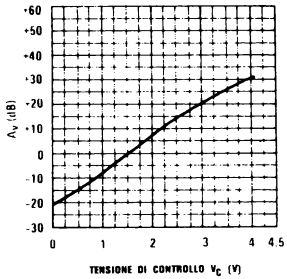


FIGURA 4.8.10 Guadagno VCA in funzione della tensione di controllo

Si noti che la rete RC tra gli stadi realizza un filtro passa alto (160 Hz) e richiede così che la frequenza del tremolo sia inferiore a questa costante di tempo per una operazione corretta.

4.8.10 Generatore di rumore

Applicando una tensione inversa all'emitter di un transistor con base a massa, la giunzione emitter-base si rompe a valanga formando un diodo ZENER.

La tensione inversa caratteristica è tipicamente di 7,1 V e può essere usata come tensione di riferimento o come un generatore di rumore (figura 4.8.11).
La tensione di rumore è amplificata dal secondo transistor a portata allo stadio amp di potenza dove subisce una ulteriore amplificazione prima di essere utilizzata per pilotare gli altoparlanti.
Il terzo transistor (non mostrato) può essere usato, se del caso, per accendere/spegnere il generatore di rumore in modo simile a quello presentato nel paragrafo 4.8.8.

4.8.11 Controllo logico del « silenzio »

Con i tre transistor NPN si possono realizzare diverse funzioni logiche, ad esempio un controllo logico della funzione silenzio.
Le fig. 4.8.12-4.8.14 mostrano circuiti standard AND, OR e Exclusive-OR per il controllo del transistor di muting.
Utilizzando lo schema opzionale di silenzio cioè cortocircuitando il pin 12 a terra, si possono avere NAND, NOR e Exclusive-NOR.

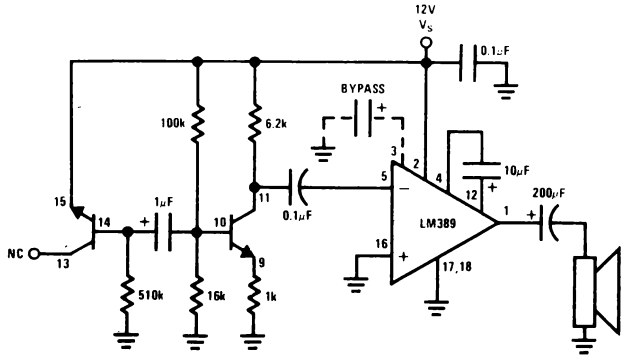


FIGURA 4.8.11 Generatore di rumore realizzato con diodo Zener

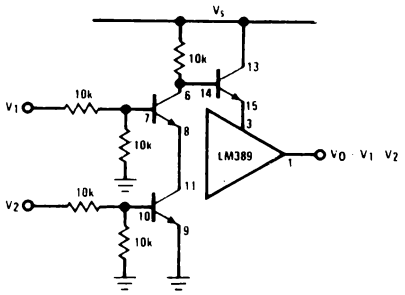


FIGURA 4.8.12 Silenzio AND

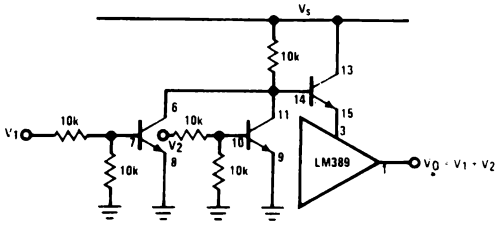


FIGURA 4.8.13 Silenzio OR

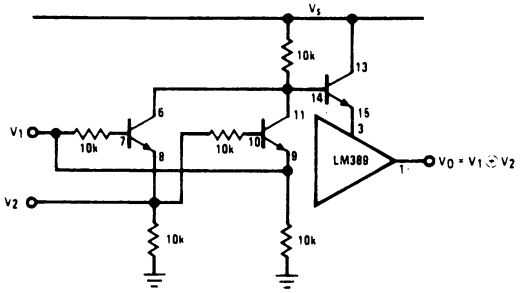


FIGURA 4.8.14 Silenzio Exclusive-OR

4.9 AMP AUDIO DI POTENZA « BOOTSTRAPPED » LM 388

4.9.1 Introduzione

L'amp audio di potenza LM388 progettato per basse tensioni e applicazioni commerciali di media potenza estende la filosofia di progetto del LM 386 un poco più oltre incorporando uno stadio d'uscita con « bootstrap » (fig. 4. 9. 1).
Questo sistema permette di superare livelli di potenza di 1 W in apparecchi alimentati a batterie (fig. 4.9.2-4.9.4).
Mettendo il LM 388 nel contenitore di rame NATIONAL a 14 piedini (come il LM 380) si estende la dissipazione massima del chip a valori tali che per la maggior parte dei progetti non serve assorbitore.

4.9.2 Caratteristiche generali di lavoro

Il guadagno fissato internamente a 20 V/V è controllato esternamente in modo analogo al LM 386. Si consulti il paragrafo 4.7.4 per i dettagli.
La polarizzazione dell'ingresso ricalca quanto era stato detto per il LM 386 nel paragrafo 4.7.3 e, analogamente, per il silenzio si veda il paragrafo 4.7.5.

4.9.3 Bootstrap (v. anche il paragrafo 4.1.5)

La base del transistor superiore d'uscita è portata esternamente al pin 9 per l'operazione di bootstrap. Tale termine (intraducibile in italiano nel suo significato, indica nel linguaggio comune quella linguetta che è presente sul bordo, di lato o dietro, degli stivali per aiutare a calzarli). In elettronica è applicato con riferimento particolare al modo di dire « tirarsi su per la linguetta degli stivali » che ne descrive anche l'effetto.
La fig. 4.9.5 mostra lo stadio d'uscita con le parti esterne necessarie per l'operazione di bootstrap normale.
Il condensatore C_B si carica a circa $V_S/4$ durante lo stato di riposo dell'amp e serve poi a tirare

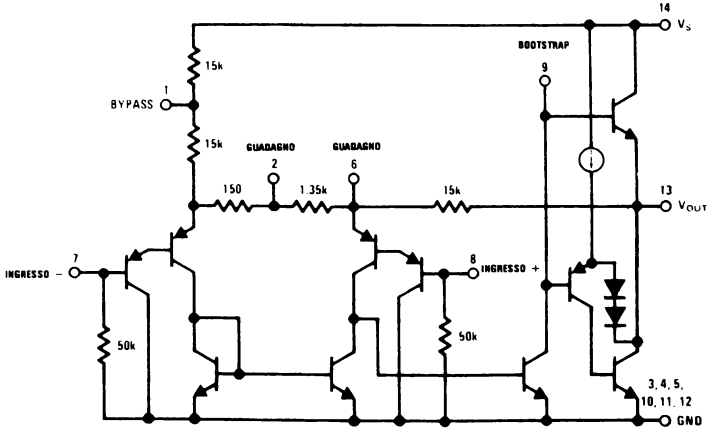


FIGURA 4.9.1 Schema semplificato del LM388

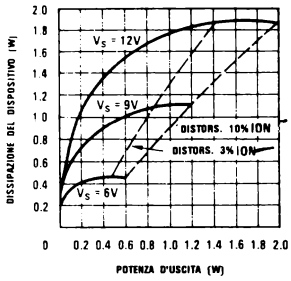


FIGURA 4.9.2 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 4Ω

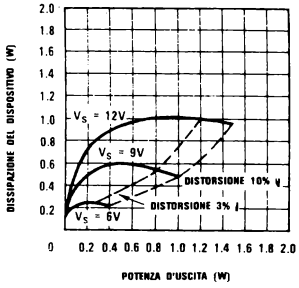


FIGURA 4.9.3 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 8Ω

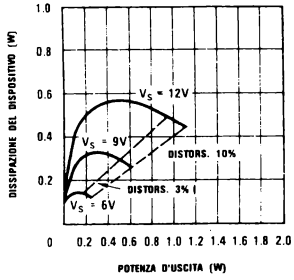


FIGURA 4.9.4 Dissipazione del dispositivo in funzione della potenza d'uscita, carico di 16Ω

alta la base del transistor superiore (« prendendolo per gli stivali ») quando lo stadio d'uscita passa nella elongazione positiva, in realtà portando il piedino 9 a un potenziale maggiore dell'alimentazione al picco dell'oscillazione.
Questo si verifica per il fatto che la tensione sul condensatore non può cambiare istantaneamente ma deve scendere a una velocità determinata dal percorso resistivo su cui si scarica.
La carica immagazzinata si trasforma in corrente e pilota la base così da tenere saturato il transistor superiore durante il periodo critico del picco.
L'effetto complessivo è di permettere oscillazioni di tensioni positive più ampie rispetto a quelle che si otterrebbero altrimenti (fig. 4.9.6).
Per il progetto si determinino le resistenze (R) e Il condensatore C_B si carica a circa $V_S/4$ durante guenti equazioni:

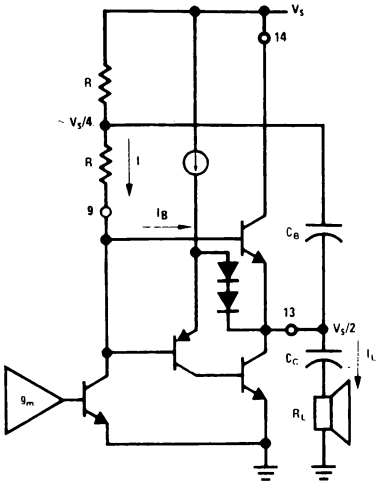


FIGURA 4.9.5 Stadio d'uscita del LM388

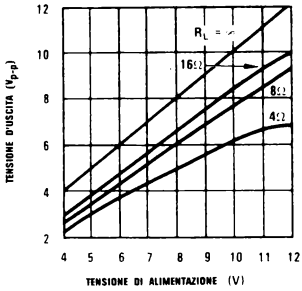


FIGURA 4.9.6 Escursione della tensione d'uscita picco-picco in funzione della tensione di alimentazione

$$I_B = \frac{I_L}{\beta} = \frac{V_S/2 - V_{BE}}{2R} \approx \frac{V_S}{4R}$$

$$I_L = \frac{\beta V_S}{4R}$$

e quindi: $I_{L(MAX)} = \dfrac{V_S/2}{R_L}$

così: $\dfrac{\beta V_S}{4R} = \dfrac{V_S}{2R_L}$

ovvero, $R = \dfrac{\beta R_L}{2}$

Per mantenere le prestazioni a frequenza bassa il polo dovuto a C_B e R/2 (parallelo di R-R) è posto uguale al polo portato da C_C e R_L:

$$\frac{R}{2} C_B = R_L C_C \qquad (4.9.2)$$

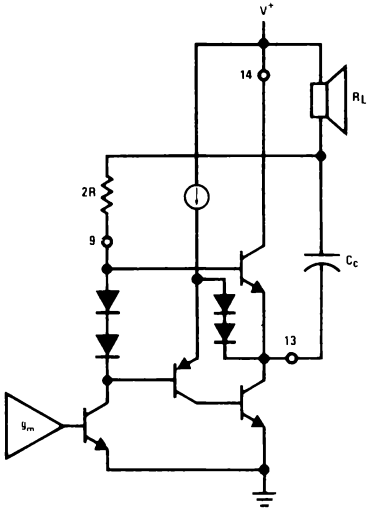


FIGURA 4.9.7 Bootstrap con carico all'alimentazione

Sostituendo l'equazione (4.9.1) nella (4.9.2) si ha:

$$C_B = \frac{4\,C_C}{\beta} \qquad (4.9.3)$$

Ponendo $\beta = 100$ (nominali) si ha:

$$R = 50\ R_L \qquad (4.9.4)$$

$$C_B = C_C/25 \qquad (4.9.5)$$

Per diminuire il numero di componenti esterni il carico può andare a sostituire la resistenza superiore R (fig. 4.9.7).
Il valore delle resistenze di bootstrap R + R deve rimanere lo stesso così la R più bassa è aumentata a 2 R (visto che la resistenza della cassa acustica si può supporre trascurabile).
Il condensatore d'uscita (C_C) serve ora alla doppia funzione di bootstrap e di accoppiamento. È dimensionato circa il 5% più grande poiché ora pilota la base del transistor superiore.
Esempi dei due metodi di bootstrap sono riportati in fig. 4.9.8 e 4.9.9.
Si noti che le resistenze hanno dei valori leggermente maggiori di quelli che si otterrebbero dall'equazione (4.9.4).
Questo rende conto del fatto che $I_{L(MAX)}$ è in effetti sempre inferiore a $[V_S/2]/R_L$ poiché esistono perdite di saturazione e di V_{BE}.
Un terzo metodo di bootstrap è quello di figura 4.9.10 in cui la resistenza superiore è sostituita da un diodo (con conseguente incremento del valore della resistenza inferiore). Tale aggiunta permette al condensatore C_B di essere diminuito di circa un fattore 4 poiché non si permette alla carica immagazzinata di ritornare all'alimentazione.

4.9.4 Amp a ponte

Per applicazioni a bassa tensione che richiedono alte potenze si può usare il circuito a ponte di fig. 4.9.11.

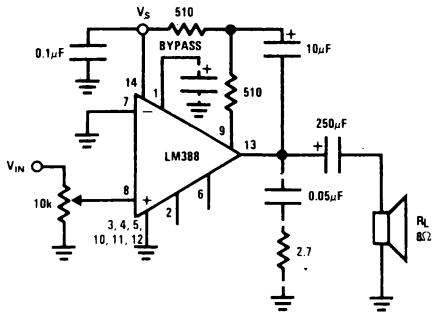


FIGURA 4.9.8 Carico riportato a terra (Amp con guadagno = 20)

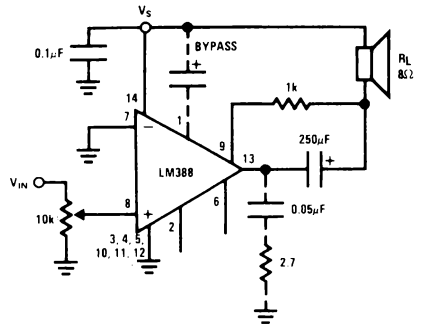


FIGURA 4.9.9 Carico riportato a V_S (Amp con guadagno = 20)

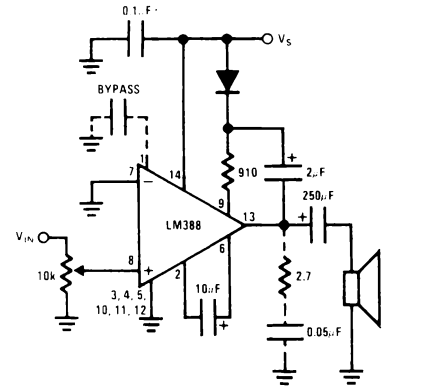


FIGURA 4.9.10 Amp con guadagno = 200 e C_B minimo

Sono tipici livelli d'uscita di potenza 1,0 W su 4 Ω da 6 V e 3,5 W su 8 Ω da 12 V.
Non sono necessari accoppiamenti capacitivi poiché i livelli d'uscita DC sono a pochi decimi di volt l'uno dall'altro.
In caso di adattamenti critici si aggiunge il potenziometro da 500 k e lo si regola per un flusso di corrente DC nullo attraverso il carico.

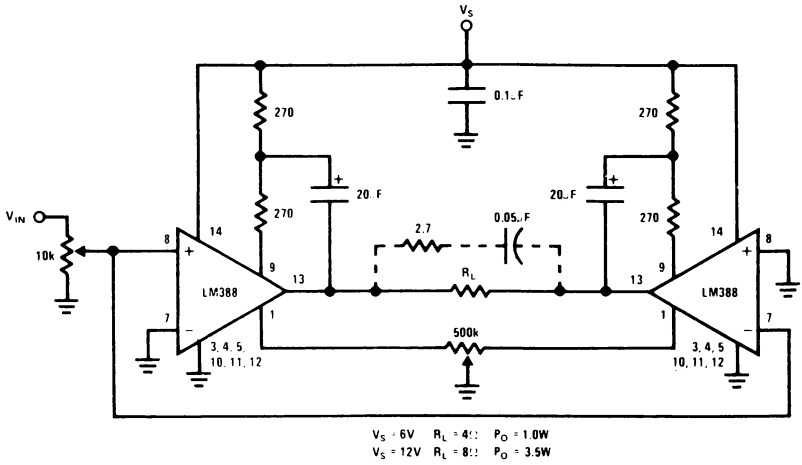


FIGURA 4.9.11 Amp a ponte

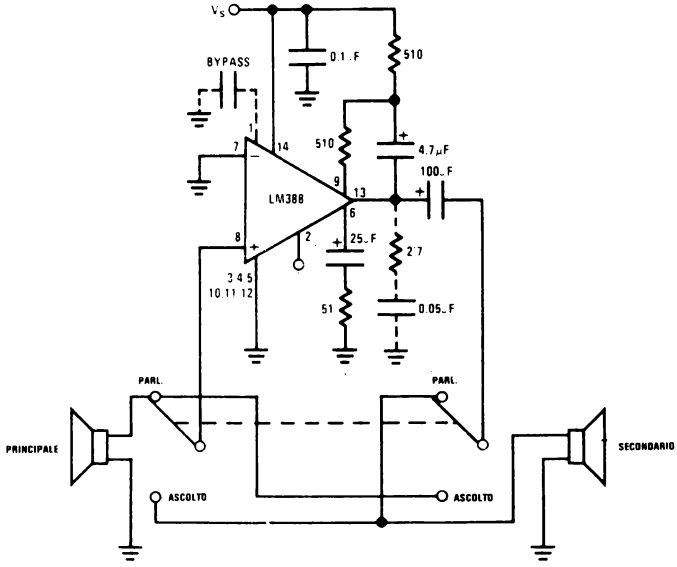


FIGURA 4.9.12 Apparecchio di intercomunicazione

4.9.5 Impianti per comunicazioni interne

Un circuito per comunicazioni interne può essere realizzato con un numero minimo di componenti grazie all'alto guadagno del LM 388.
Utilizzando il piedino di controllo del guadagno per fissare il guadagno AC a circa 300 V/V ($A_V \approx 15$ k/51 Ω) si può eliminare il trasformatore di step-up normalmente utilizzato in tali progetti (fig. 4.5.22).
La rete RC opzionale 2,7 Ω-0,05 μF blocca le oscillazioni spurie, come già si era detto per il LM 380 (paragrafo 4.5.5).

4.9.6 Sintonizzatori FM e Walkie Talkie a 2 vie

Progettato per un grosso mercato, il LM 388 copre perfettamente le esigenze dei sintonizzatori FM e delle radio portatili ricetrasmittenti.
Le richieste in questo campo sono di 3 tipi.

1. Sintonizzatori FM a basso costo: $V_S = 6_V$, $P_o = 0{,}25$ W.
2. Portatili commerciali (compresi CB): $V_S = 12$ V, $P_o = 0{,}5$ W.
3. Portatili ad alta qualità: $V_S = 7{,}5$ V, $P_o = 0{,}5$ W.

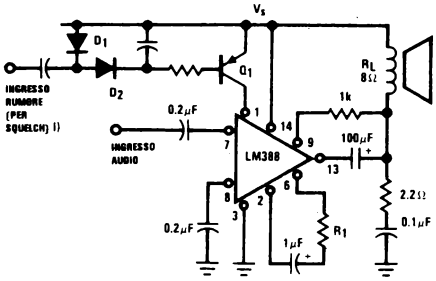


FIGURA 4.9.13 Circuito di Squelch con LM388 per sintonizzatori FM e « Walkie Talkies »

Poiché tutti questi apparecchi funzionano a batterie è importante il consumo di corrente inoltre l'amp deve essere « silenziabile » ovvero spento con un segnale di controllo.
Il LM 388 rispetta entrambi questi requisiti, quando è messo in silenzio (squelch) il LM 388 consuma solo 0,8 mA dall'alimentazione a 7,5 V.
Una tipica applicazione di radio trasportabile di alta qualità è riportata in fig. 4.9.13.
I diodi D_1 e D_2 rettificano il rumore dal limitatore o dal discriminatore del ricevitore producendo una corrente DC per accendere Q_1, che a sua volta spegne il LM 388.
Come mostrato si ottengono le seguenti prestazioni:
— Guadagno in tensione da 20 a 200 (secondo il valore di R_1).
— Rumore (con uscita soppressa) uguale a 20 μV.
— P_o=0,53 W (V_S=7,5 V, R_L=8 Ω, THD=5%).
— P_o=0,19 W (V_S=4,5 V, R_L=8 Ω, THD=5%).
— Consumo di corrente (V_S = 7,5 V)
uscita soppressa — 0,8 mA
P_o = 0,5 W — 110 mA.

4.10 LM 390, AMP AUDIO DI POTENZA DA 1 W OPERANTE CON BATTERIA

Prodotti commerciali a batteria utilizzano spesso altoparlanti da 4 Ω per aumentare l'uscita.

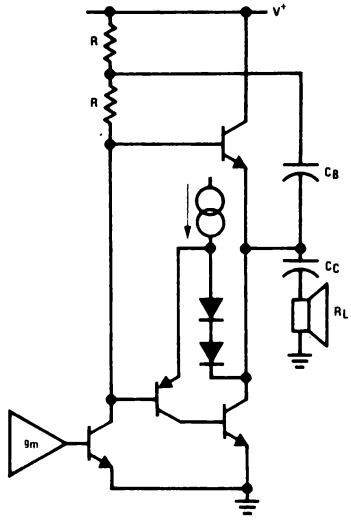


FIGURA 4.10.2 Stadio d'uscita del LM390

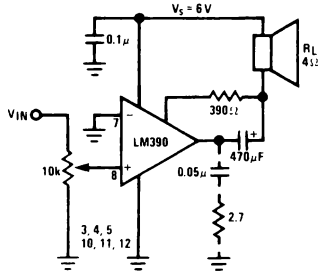


FIGURA 4.10.3 Amplificatore di potenza da 1 Watt per sistemi a 6 Volt

Il LM 390 soddisfa le stringenti richieste riguardo alle tensioni d'uscita e alle maggiori correnti richieste da carichi a bassa impedenza.
Il bootstrap dello stadio superiore d'uscita (figura 4.10.1) rende massima l'escursione positiva nel

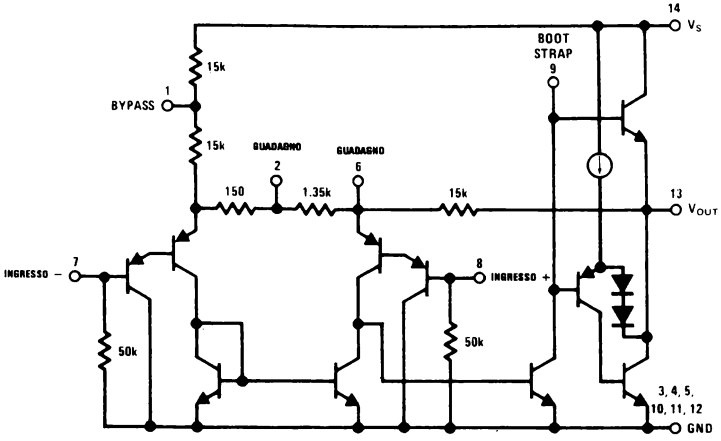


FIGURA 4.10.1 Schema semplificato del LM390

mentre che uno schema di polarizzazione unico (figura 4.10.2) utilizzato per la parte inferiore permette una escursione negativa uguale alla caduta di saturazione.
Particolari tecniche sono adottate per ridurre al minimo le tensioni di saturazione.
Come risultato si ha una soluzione monolitica che permette di ottenere più alti livelli di potenza da alimentazioni di bassa tensione.
Il LM 390 fornisce 1 W a 4 Ω (6 V) con un costo inferiore a quello di qualunque altra soluzione, a IC o a componenti discreti (fig. 4.10.3).
Per tutti gli altri aspetti (ad esempio la piedinatura) il LM 390 è identico al LM 388 (paragrafo 4.9).
Il controllo del guadagno, la polarizzazione dell'ingresso, il silenzio e il bootstrap sono tutti come già spiegato precedentemente per il LM 386 e il LM 388.

4.11 AMP DI POTENZA INCREMENTATI

4.11.1 Introduzione

Quando le richieste sulla potenza d'uscita superano i limiti disponibili con dispositivi monolitici si può incrementare l'uscita con 2 transistor esterni per ottenere maggiori livelli di potenza.
Il più semplice approccio prevede l'aggiunta di uno stadio d'uscita ad emitter follower complementare all'interno dell'anello di reazione.
Il fattore limitante è la limitazione sull'escursione della tensione d'uscita imposta dalla caduta B-E dall'uscita del driver.
Tali progetti non possono avvicinarsi alle tensioni limite più di (circa) un volt al di sotto dell'escursione del IC.

4.11.2 Incremento dell'uscita con emitter follower

Il semplice circuito di incremento di fig. 4.11.1 pemette una potenza d'uscita di 10 W/canale pilotato dal LM 378.
Il circuito è eccezionalmente semplice e l'uscita presenta livelli di distorsione al crossover minori di quelli del LM 378 da solo.
Questo è dovuto all'inclusione dei transistor di incremento all'interno dell'anello di reazione.

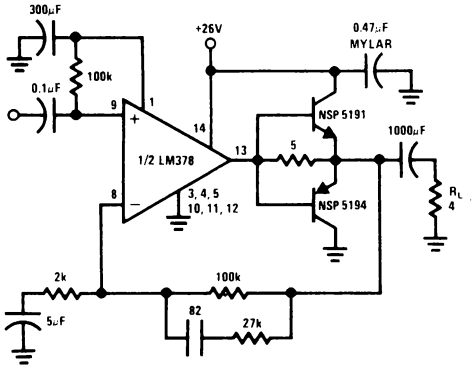


FIGURA 4.11.1 Amplificatore di potenza da 10W

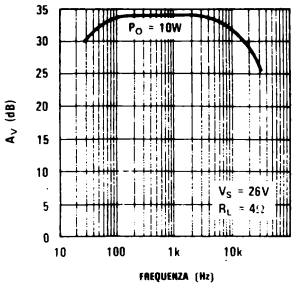


FIGURA 4.11.2 Risposta in frequenza di un Amp incrementato da 10 Watt

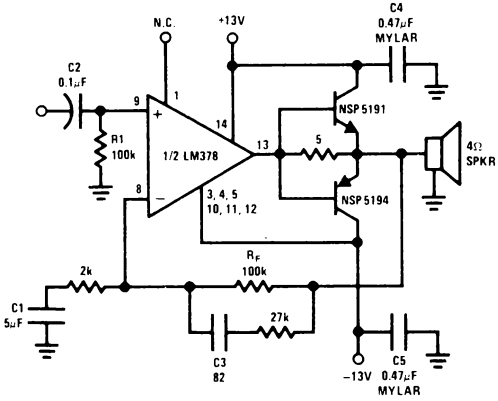


FIGURA 4.11.3 Amplificatore di potenza da 12 Watt a bassa distorsione

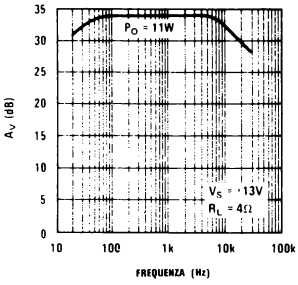


FIGURA 4.11.4 Risposta dell'Amp di fig. 4.11.3

Per segnali inferiori a 20 mW il LM 378 alimenta il carico direttamente attraverso la resistenza da 5 Ω fino a 100 mA di corrente di picco.
Al di sopra di questo livello i transistor di incremento sono accesi dalla corrente di carico attraverso la stessa resistenza da 5 Ω.
La risposta di un amp. incrementato da 10 W è riportata in fig. 4.11.2 per livelli di potenza inferiori al clipping.
La distorsione è al di sotto del 2% da 50 Hz a 30 kHz.
Con il 10% di distorsione sono disponibili 15 W, tuttavia questa situazione presenta un clipping accentuato.

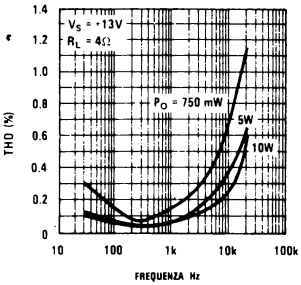


FIGURA 4.11.5 Distorsione dell'Amp di fig. 4.11.3

Benché il LM 378 fornisca poca potenza, il suo dissipatore di calore deve essere adatto ad assorbire dal contenitore circa 3 W. Adeguata dissipazione deve essere prevista anche per i transistor d'uscita.
Il circuito di fig. 4.11.3 raggiunge un'uscita di circa 12 W/canale prima del clipping.
La potenza d'uscita è aumentata poiché non ci sono perdite causate dalla resistenza serie efficace e dalla reattanza capacitiva del condensatore d'accoppiamento dell'uscita richiesta in un circuito ad una sola alimentazione. Per potenze fino a 10 W/canale l'uscita è estremamente pulita con THD inferiore al 0,2% a 10 W nel centro della banda.
La larghezza della banda è pure aumentata grazie all'assenza del condensatore d'accoppiamento. La risposta in frequenza e la distorsione sono riportate in fig. 4.11.4 e 4.11.5 per alti e bassi livelli di potenza.
Si noti che il condensatore d'accoppiamento di ingresso è ancora richiesto, anche se l'ingresso è riferito a terra, al fine di isolare e bilanciare l'offset DC causato dalle correnti di bias d'ingresso.
Il condensatore d'accoppiamento della reazione C_1 mantiene il guadagno d'anello DC a uno per assicurare una tensione DC d'uscita e una corrente DC nel carico nulle.
I condensatori C_1 e C_2 provvedono entrambi a diminuire il guadagno alle basse frequenze.
Entrambi o singolarmente possono essere aumentati per allargare la banda alle basse frequenze.
C_3 e la resistenza da 27 k incrementano la reazione alle alte frequenze per migliori caratteristiche di distorsione alle alte frequenze.
C_4 e C_5 sono condensatori di MYLAR a bassa induttanza posti a non più di 5 cm dai terminali del IC per assicurare la stabilità alle alte frequenze.
R_1 e R_F sono prese uguali per mantenere $V_{OUT,DC} = 0$.
L'uscita dovrebbe stare tra 10 e 20 mV per zero volt DC.
La polarizzazione interna non è utilizzata il pin 1 dovrebbe essere aperto.
Quando si lavora con questo circuito si usa l'amp collegato ai terminali 8, 9 e 13.
Se si usa l'amp solo sui terminali 6, 7 e 2 si colleghino i piedini 8 e 9 a massa (alimentazione doppia) per eliminare la polarizzazione interna.

4.11.3 Driver di potenza LM 391

Esiste sul mercato il NATIONAL LM 391 DRIVER IC di potenza che servirà a dare un pilotaggio d'uscita complementare ai transistor esterni.
Amp di potenza fino a 50 W saranno possibili con complete protezioni SOA già comprese nel IC rendendo così possibili progetti semplici e con pochi componenti.
Il controllo del guadagno fissato dall'esterno da parte dell'utilizzatore, dà una estrema flessibilità mentre particolari tecniche interne permettono grandi tensioni di alimentazione richieste per amp di grande potenza, eliminando così la spesa e la scomodità di 2 alimentazioni.
Ottimizzato per amp di media potenza di qualità eccellente il LM 391 promette di semplificare i progetti e tagliarne i costi pur mantenendo reali prestazioni di alta qualità.
Per prodotti audio a batteria di grande potenza si sta lavorando a un nuovo driver IC a bassa tensione progettato come complemento al LM 391 nelle prestazioni e nel modo di operare ma ottimizzato per progetti da 6-12 V e 2 Ω.
Previsto per i primi mesi del 1978 questo IC ridurrà grandemente il costo e la difficoltà di ottenere le grandi escursioni d'uscita e le grandi correnti richieste, in queste applicazioni.

4.12 DISSIPAZIONE DI POTENZA

La dissipazione di potenza all'interno del contenitore IC è un parametro importante che richiede di essere ben compreso perché si possa ottenere una potenza d'uscita ottimale.
Un calcolo non corretto sulla dissipazione di potenza (P_D) può portare a un assorbimento di calore non adeguato, e di conseguenza a uno spegnimento termico per limitare la potenza d'uscita.
Tutti gli amp audio di potenza della serie NATIONAL utilizzano stadi d'uscita della classe B.
Un'analisi di un tipico circuito (ideale) d'uscita porta a una semplice e precisa formula da utilizzare nei calcoli relativi alla dissipazione di potenza dei condensatori.

4.12.1 Considerazioni di potenza per la classe B

Si consideri inizialmente il più semplice circuito audio (fig. 4.12.1) in cui la potenza fornita al carico vale:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} = I_o^2 R_L \qquad (4.12.1)$$

dove: P_o = potenza d'uscita
V_o = tensione RMS d'uscita
I_o = corrente RMS d'uscita

Trasformando l'equazione (4.12.1) in grandezze picco-picco, si ha:

$$P_o = \frac{V_{OPP}^2}{8\,R_L} = \frac{R_L\, I_{OPP}^2}{8} \qquad (4.12.2)$$

La fig. 4.12.2 mostra le forme d'onda di corrente e di tensione per una tipica uscita, classe B.

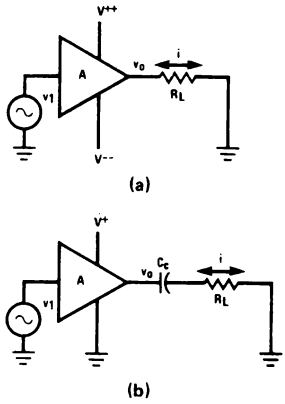


FIGURA 4.12.1 Semplici circuiti audio

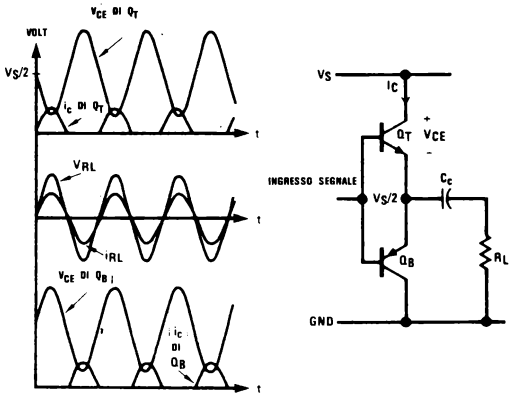


FIGURA 4.12.2 Forme d'onda della classe B

La dissipazione del transistor superiore Q_T è il prodotto della corrente e della tensione collettore-emitter come è mostrato sull'asse superiore.
Certamente Q_T dissipa potenza zero quando la tensione d'uscita non varia poiché la corrente di collettore è zero.
Del resto se la forma d'uscita è sovrapilotata fino a onda quadra (e si fornisce così la potenza massima al carico R_L) allora Q_T porta grosse correnti ma la caduta di tensione su di esso è nulla, risultando quindi ancora una potenza nulla.
Nell'intervallo di potenze d'uscita tra queste estremità Q_T passa attraverso un punto di dissipazione massima. Tale punto capita sempre quando la tensione d'uscita picco-picco vale 0,637 volte l'alimentazione.
A questo livello, supponendo che tutta la potenza della classe B sia dissipata sui 2 transistor, la dissipazione del chip vale:

$$\max P_D = \frac{V_S^2}{2\pi^2 R_L} \approx \frac{V_S^2}{20 R_L} \qquad (4.12.3)$$

Inserendo la tensione di alimentazione applicabile e l'impedenza di carico nella equazione (4.12.3) si ha l'informazione richiesta sulle dimensioni dissipatore per il caso peggiore.

4.12.2 Derivazione del P_D massimo

La derivazione dell'equazione (4.12.3) per la massima dissipazione di potenza segue dall'esame della fig. 4.12.2 e dall'applicazione di formule standard:
Trascurando X_{Cc} e ponendo V_L' = tensione sul carico resistivo, allora:

$$V_L' = V_L \sin \omega t$$

$$V_{CE} = V_S - \left(\frac{V_S}{2} + V_L \sin \omega t \right) = \frac{V_S}{2} - V_L \sin \omega t$$

$$I_C = \frac{V_L \sin \omega t}{R_L}$$

poiché:

$$P_D = \frac{1}{2\pi} (2) \int_0^{\pi} p_d \, d(\omega t)$$

2 transistor operanti in classe B (poiché entrambi si trovano nello stesso contenitore)

in cui: P_D = potenza media
p_d = potenza istantanea

allora:

$$P_D = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_S}{2} - V_L \sin \omega t \right) \left(\frac{R_L}{V_L \sin \omega t} \right) d(\omega t)$$

$$= \frac{V_s V_L}{2\pi R_L} \int_0^{\pi} \sin \omega t \, d(\omega t) - \frac{V_L^2}{2\pi R_L} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t)$$

$$= \frac{V_s V_L}{2\pi R_L} (2) - \frac{2\pi R_L}{V_L^2} (\pi)$$

$$= \frac{V_s V_L}{\pi R_L} - \frac{V_L^2}{2 R_L} \qquad (4.12.4)$$

l'equazione (4.12.4) è la potenza media dissipata; la massima potenza media dissipata si verificherà per il valore di V_L che rende uguale a zero la derivata prima dell'equazione (4.12.4):

$$\frac{d(P_D)}{d(V_L)} = \frac{V_s}{\pi R_L} - \frac{V_L}{R_L} = 0 \text{ al massimo}$$

$$V_{Lp} = \frac{V_s}{\pi} \qquad (4.12.5)$$

L'equazione (4.12.5) è il valore di picco di V_L che porta a un P_D massimo; moltiplicando per 2 si ottiene il valore picco-picco per max P_D:

$$V_{Lp-p} = \frac{2 V_s}{\pi} = 0{,}637 \; V_S \qquad (4.12.6)$$

La sostituzione dell'equazione (4.12.5) nell'equazione (4.12.4) dà il valore finale massimo di P_D:

$$\max P_D = \frac{V_s^2}{2\pi^2 R_L} \approx \frac{V_s^2}{20 R_L} \qquad (4.12.7)$$

Un'altra utile forma dell'equazione (4.12.7) è ottenuta attraverso la sostituzione dell'equazione (4.12.2):

$$\max P_D = \frac{4}{\pi^2} P_o(\max) \qquad (4.12.8)$$

4.12.3 Applicazione di P_D max

Il P_D max determina la quantità di dissipazione esterna necessaria, come si discuterà nel paragrafo 4.14.
I nomogrammi di fig. 4.12.3 e 4.12.4 facilitano la determinazione della dissipazione di potenza del contenitore e delle caratteristiche d'uscita per condizioni frequentemente presenti.
Poiché parte del gioco di dare le specifiche degli amp audio consiste nel rimaneggiare le prestazioni sulla potenza d'uscita date a diversi livelli di distorsione, è bene sapere che:

P_o aumenta del 19% per THD = 5%

P_o aumenta del 30% per THD = 10%

L'equazione (4.12.6) fa sorgere un problema intricato se il P_D max si verifica per tensioni d'uscita picco-picco pari a 0,637 volte l'alimentazione.

Vuol forse dire che P_D diminuisce se aumenta l'escursione dell'uscita?

La risposta è affermativa, in effetti se un amplificatore dà 0,637 V_S al carico e poi è pilotato con 0,8 Vs, si raffredda, un fenomeno questo implicito nelle curve di potenza date su parecchi data sheet di amp audio (fig. 4.12.5).

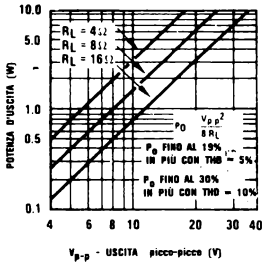


FIGURA 4.12.3 Potenza d'uscita

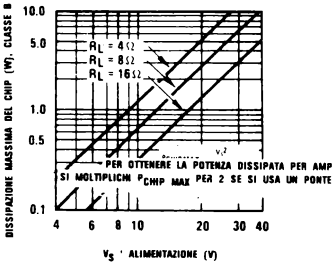
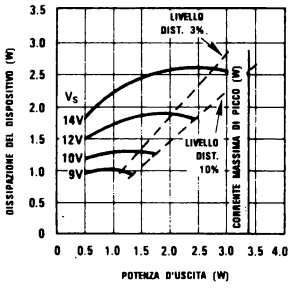


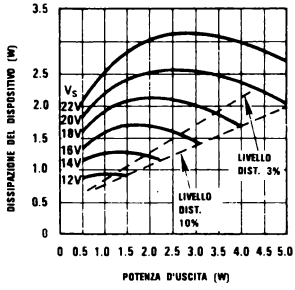
FIGURA 4.12.4 Massima dissipazione del Chip

4.12.4 P_D massimo per amp a ponte

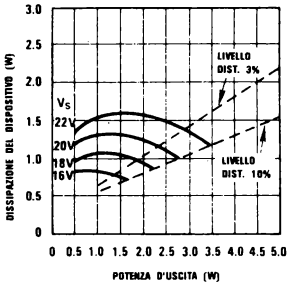
Un collegamento a ponte di 2 amp (fig. 4.12.6) porta a un grosso aumento nella potenza d'usci-



Dissipazione del dispositivo in funzione della Potenza d'uscita, carico di 4 Ω



Dissipazione del dispositivo in funzione della Potenza d'uscita, carico di 8 Ω



Dissipazione del dispositivo in funzione della Potenza d'uscita, carico di 16 Ω

FIGURA 4.12.5 Curve di potenza simili a quelle riportate su numerosi data sheet

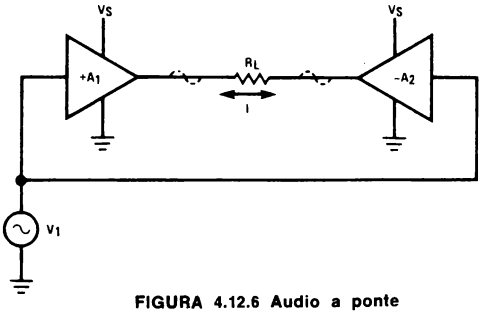


FIGURA 4.12.6 Audio a ponte

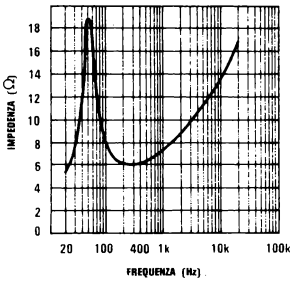


FIGURA 4.13.1 Curve di impedenza per una tipica cassa acustica dinamica

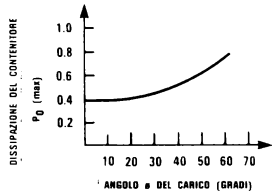
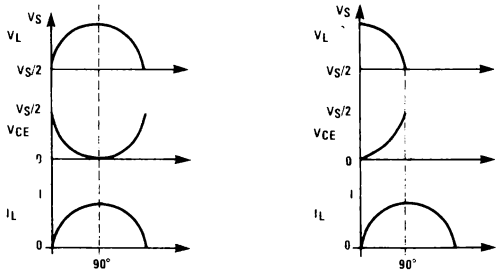


FIGURA 4.13.3 Dissipazione dei contenitori classe B per carichi reattivi



Tensione e corrente in un altoparlante, angolo di fase uguale a 90° (a)

Tensione e corrente in un altoparlante, angolo di fase uguale a 90° (b)

FIGURA 4.13.2 Relazioni di fase tra tensione e corrente

ta. In questa configurazione gli amp sono pilotati in controfase, cosicché quando la tensione d'uscita A_1 è V_s allora l'uscita di A_2 è a massa.
Così la tensione picco-picco è idealmente il doppio della tensione d'alimentazione.
Poiché la potenza va con il quadrato della tensione si può ottenere una potenza quadrupla rispetto a quella di un amp da solo.
Si noti tuttavia che poiché la tensione di picco sul carico nel ponte è il doppio di quella che si aveva nel caso singolo, l'amp deve essere in grado di portare correnti di picco doppie.
Così, insieme con il fatto che nessun amplificatore di potenza reale può portare la sua uscita da V_S a terra completamente, si spiega perché i circuiti a ponte reali non realizzano mai il quadruplo della loro potenza d'uscita come singoli.
La dissipazione di potenza in un ponte è calcolata osservando che la tensione al centro del carico non si muove.
Così l'equazione (4.12.3) si può applicare a metà della resistenza di carico:

$$P_{A1} \text{ o } A_2 = \frac{V_s^2}{\pi^2 R_L} = \frac{V_s^2}{\pi^2 R_L} \qquad (4.12.8)$$

4.13 EFFETTI DEI CARICHI DELLE CASSE ACUSTICHE

La dissipazione di potenza è stata trovata nel precedente paragrafo supposto un carico solo resistivo; tuttavia gli altoparlanti reali sono tutto eccetto che solo resistivi.
La fig. 4.13.1 mostra una curva di impedenza per un tipico altoparlante dinamico. Come si può vedere c'è una grande variazione dell'impedenza fra 20 Hz e 20 kHz.
L'impedenza alla frequenza risonante si può misurare essere 5 volte o più maggiore di quella stimata.
In effetti parecchie casse presentano la loro impedenza valutata a una sola frequenza (tipicamente 400 Hz).
L'impedenza reale è un valore complesso funzione della resistenza DC, della reattanza induttiva della bobina, della reattanza del condensatore d'accoppiamento, dell'impedenza della rete al crossover e della frequenza.
In generale però gli altoparlanti si comportano come induttivi con un angolo di 60° nel peggiore dei casi.
Questo vuol dire che la tensione attraverso la cassa anticipa la corrente di 60°.
Tralasciando il rigore matematico per un approccio più intuitivo di quello che l'angolo di fase comporta per la massima dissipazione di potenza media si realizza che il peggior caso di carico per la dissipazione di potenza è quello solo reattivo, ovvero con 90° di angolo di fase.
Questo si spiega se si considera il caso resistivo, angolo di fase nullo, raffigurato in fig. 4.13.2a, in cui la tensione massima sul carico V_L porta alla corrente massima I_L; ma poiché esse sono in fase c'è una tensione nulla sul dispositivo e non si ha dissipazione.
Ora, mantenendo tutto come prima, si introduce un angolo di fase che porta le forme d'onda della tensione a spostarsi nel tempo, mentre la corrente rimane invariata.
La tensione sul carico diminuisce e la tensione sul contenitore aumenta cosicché essendo invariata la corrente aumenta la dissipazione del contenitore.
Al limite di un angolo di fase di 90° si ottiene la fig. 4.13.2b, in cui si ha una tensione nulla sul carico, una tensione massima sul contenitore e una corrente massima in entrambi, dando così la massima dissipazione.
Ritornando per un attimo alla matematica per derivare una nuova espressione che contenga l'angolo di fase e disegnandone i risultati si ottiene la curva riportata in fig. 4.13.3.
L'importanza di questa figura si vede confrontando il rapporto di potenza per 0° (0,405) con quello a 60° (0,812), il doppio!

Questo vuol dire che la dissipazione massima sul contenitore può essere il doppio, per un carico di un altoparlante di quella che si avrebbe per un carico puramente resistivo.

Questa spinosa constatazione è in realtà un po' ammorbidita dal fatto che è abbastanza raro e comunque di breve durata il caso che gli amp vadano alla massima (o quasi) potenza d'uscita, perciò la maggior parte degli assorbitori di calore hanno una capacità termica sufficiente per superare questi picchi momentanei.

Ad ogni modo l'angolo di fase esiste, aumenta la dissipazione e bisogna tenerne conto progettando dissipatori di calore.

4.14 ASSORBIMENTO DEL CALORE

Un assorbimento insufficiente rende conto di parecchie delle lamentele riguardo al fatto che IC di potenza non rispettano le specifiche.

Questo problema può essere evitato attraverso l'applicazione attenta dei concetti introdotti in questi paragrafi.

Dissipare calore non è difficile benché a prima vista sembri una cosa molto complessa e confusa.

Se durante il collaudo di un IC di potenza si trova una forma d'onda tagliata prima del previsto o un picco troncato o un abbassamento delle punte positive vuol probabilmente dire che il IC è in spegnimento termico e richiede una dissipazione migliore.

Le informazioni seguenti sono date per una più facile scelta del dissipatore giusto e per aiutare a sciogliere i misteri riguardo alla dissipazione del calore.

4.14.1 Flusso di calore

Il calore può essere trasferito da un contenitore IC in tre modi, come è descritto e caratterizzato nella tabella 4.14.1.

4.14.2 Resistenza termica

La resistenza termica non è altro che una utile figura di merito per il trasferimento del calore.
È semplicemente la caduta di temperatura fratto la potenza dissipata in condizioni di regime.
Le unità sono di solito °C/W e il simbolo più usato è θ_{AB} (gli indici denotano che il calore fluisce da A a B).
La resistenza termica tra 2 punti di un sistema conduttore vale:

$$\theta_{12} = \frac{T_1 - T_2}{P_D} \text{ °C/W} \qquad (4.14.1)$$

4.14.3 Modello del flusso di calore

Si può fare una analogia fra le caratteristiche termiche ed elettriche e se ne ricava una diretta modellizzazione del fenomeno:

T = temperatura differenziale, è analoga a V (tensione)

θ = resistenza termica, è analoga a R (resistenza)

P = potenza dissipata, è analoga a I (corrente)

Si osservi che come $R=V/I$ così anche $\theta=T/P$.
Da questa analogia si ricava il modello.
In fig. 4.14.1 è riportato un circuito semplificato di trasferimento del calore per un IC di potenza e un sistema assorbitore.
Il circuito vale solo per sistemi in equilibrio termico (flusso di calore costante) e esistano quindi temperature specifiche T_J, T_L e T_S (nessuna distribuzione di temperatura nella giunzione, nel contenitore o nell'assorbitore).
È questa purtuttavia una ipotesi ragionevole per la situazione reale.

4.14.4 Come ricavare i parametri

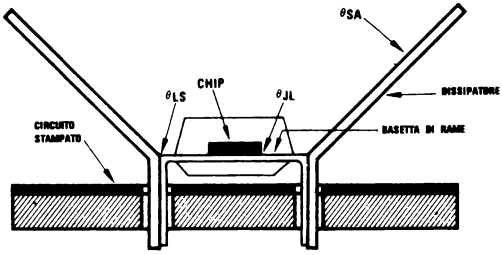
P_D

La dissipazione della potenza si legge direttamente dalle curve alla potenza dissipata in fun-

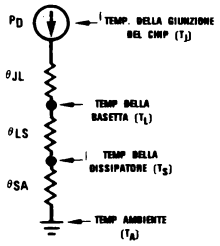
TABELLA 4.14.1 Modi di propagazione del calore

MODO	PARAMETRI PER DESCRIVERLO
Conduzione: è il metodo di trasferimento di calore più efficace nel rimuovere il calore dalla giunzione al contenitore e dal contenitore all'assorbitore.	Le resistenze termiche θ_{JC} e θ_{CS}. La sezione trasversale, la lunghezza e la differenza di temperatura sul mezzo conduttore.
Convenzione: è il metodo efficace di trasferimento del calore dal contenitore all'ambiente e dall'assorbitore all'ambiente.	La resistenza termica θ_{SA} e θ_{CA}. La condizione della superficie, il tipo di fluido di trasporto, la velocità e il tipo di flusso del fluido (p. es. turbolento o laminare) e la differenza di temperatura tra le superficie e il fluido.
Radiazione: è importante nel trasferimento del calore dalle alette di raffreddamento.	L'emittenza della superficie e l'area. La differenza di temperatura tra il radiante e gli oggetti o lo spazio adiacente. Si veda la tabella 4.14.2 per i valori dell'emittanza.

NOTE: θ_{JC} = resistenza termica - giunzione (JUNCTION - contenitore (CASE)
θ_{CS} = resistenza termica - contenitore (CASE) - assorbitore (SINK)
θ_{SA} = resistenza termica - superficie (SURFACE) - ambiente (AMBIENT)
θ_{CA} = resistenza termica contenitore (CASE) - ambiente (AMBIENT)



(a) Schema meccanico



(b) Equivalente elettrico

Simboli e Definizioni

θ	=	Resistenza termica (°C/W)
θ_{JL}	=	Giunzione - Basetta
θ_{LS}	=	Basetta - Dissipatore
θ_{SA}	=	Dissipatore-Ambiente
θ_{JS}	=	Giunzione - Dissipatore = $\Theta_{JL} + \Theta_{JS}$
θ_{JA}	=	Giunzione - Ambiente = $\Theta_{JL} + \Theta_{LS} + \Theta_{SA}$
T_J	=	Temperatura Giunzione (massima) (°C)
T_A	=	Temperatura Ambiente
P_D	=	Potenza Dissipata (W)

(c) Sinboli e definizioni

FIGURA 4.14.1 Modello del flusso di calore

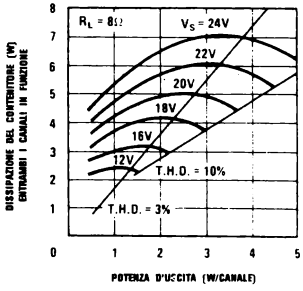


FIGURA 4.14.2 Dissipazione di potenza in funzione della potenza d'uscita

zione della potenza d'uscita, curve che si possono trovare in tutti i data sheets di amp audio. La maggior parte di questi fogli tecnici riportano curve separate per 4, 8 o 16 Ω di carico.
La fig. 4.14.2 mostra le caratteristiche per 8 Ω del LM 378.
Nota: per $P_o = 2$ W e $V_s = 18$ V, $P_{D(max)} = 4{,}1$ W mentre lo stesso P_o con $V_s = 24$ V dà $P_{D(max)} = 6{,}5$ W, del 50% più grande.
Questo punto non sarà mai sufficientemente evidenziato per un P_D minimo, V_s deve essere scelta minima rispetto alla potenza d'uscita richiesta. Per carichi diversi rispetto a quelli contenuti nelle curve dei data sheet, si può calcolare la massima potenza dissipata dall'equazione (4.14.2) (v. paragrafo 4.12).

$$P_{D(max)} = \frac{V_s^2}{20\,R_L} \qquad (4.14.2)$$

L'equazione (4.14.2), in caso di amp doppi, vale per ciascun canale.
Quando si utilizzano configurazioni a ponte, la dissipazione del contenitore sarà il doppio di quella che si trova nella fig. 4.14.2 (o il quadruplo di quella che si ricava dall'equazione 4.14.2).

θ_{LS}

La resistenza termica tra la basetta (= LEADFRAME) del contenitore e l'assorbitore di calore è una funzione della vicinanza della saldatura. Si raccomanda l'uso di stagno 60/40.
Se esiste tale saldatura θ_{LS} può essere trascurata oppure si può assumere un valore θ_{LS}=0,25 °C/W.

$T_{J(max)}$

La temperatura massima della giunzione è, per tutti i dispositivi, 150 °C.

θ_{JL}

La resistenza termica tra la giunzione e il contenitore (o tra la giunzione e l'assorbitore, se si trascura θ_{LS}) si legge direttamente dalla curva di dissipazione massima in funzione della temperatura dell'ambiente che si trova sui data-sheets.
La fig. 4.14.3 riporta una curva tipica per il LM 378.

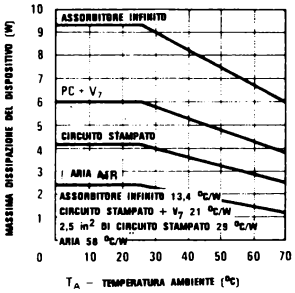


FIGURA 4.14.3 Dissipazione massima in funzione della temperatura ambiente

Nota: θ_{JL} è la pendenza della curva contrassegnata « assorbitore infinito » che è inoltre $\theta_{JA(migliore)}$, meitre $\theta_{JA(peggiore)}$ è la pendenza della curva « aria libera », ovvero rispettivamente un assorbitore infinito e nessun assorbitore del tutto.
Così, che significa ciò? Semplicemente che senza assorbitore si possono dissipare:

$$\frac{150\,°C - 25\,°C}{58\,°C/W} = 2{,}16\ W$$

Mentre con il miglior assorbitore possibile, la dissipazione massima vale:

$$\frac{150\,°C - 25\,°C}{13{,}4\,°C/W} = 9{,}33\ W$$

$$P_D \text{ massimo permesso} = \frac{T_{J(max)} - T_A}{\theta_{JA}}$$

4.14.5 Procedura per la scelta dell'assorbitore

1. Si determina $P_{D(max)}$ dalla curva o dall'equazione (4.14.2).
2. Si trascura θ_{LS} se c'è una saldatura, altrimenti bisogna tenerne conto.
3. Si determina θ_{JL} dalla curva.
4. Si calcola θ_{JA} dall'equazione (4.14.3).
5. Si calcola θ_{SA} per l'assorbitore necessario sottraendo (2) e (3) dalla (4) precedenti, ovvero $\theta_{SA} = \theta_{JA} - \theta_{JL} - \theta_{LS}$.

Per esempio si calcoli l'assorbitore di calore necessario per un LM 378 utilizzato con $V_s = 24$ V, $R_L = 8\ \Omega$, $P_o = 4$ W/canale e $T_A = 25$ °C.

1. Dalla fig. 4.14.2 $P_D = 7$ W.
2. Poiché l'assorbitore viene saldato si trascura θ_{LS}.
3. Dalla fig. 4.14.3 $\theta_{JL} = 13{,}4$ °C/W.
4. Dall'equazione (4.14.3):

$$\theta_{JA} = \frac{150\,°C - 25\,°C}{7\ W} = 17{,}9\,°C/W$$

5. Dall'equazione (4.14.4):

$$\theta_{SA} = 17{,}9\,°C/W - 13{,}4\,°C/W = 4{,}5\,°C/W$$

È perciò richiesto un assorbitore con resistenza termica di 4,5 °C/W.
Un esame della fig. 4.14.3 mostra che questa è una dissipazione significativa e che incide sullo spazio del circuito, sul costo dell'assorbitore ecc. Il modello del risultato è riportato in fig. 4.14.4.

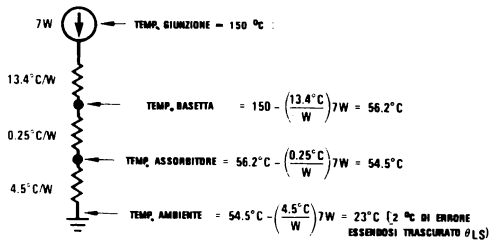


FIGURA 4.14.4 Modello del flusso di calore per l'esempio del LM378

4.14.6 Progetto di dissipatori di calore « personalizzati »

Nel paragrafo 4.14.5 è stata determinata θ_{SA} richiesta.
Benché siano commercialmente disponibili parecchi assorbitori di calore è talvolta più pratico, più comodo o più economico montare il regolatore allo chassis, a una estrusione di alluminio o a un assorbitore fatto apposta. In tali casi si progetta un semplice assorbitore di calore.

Regole elementari

1. Per un miglior flusso di calore si montino alette di raffreddamento, ove possibile, verticalmente.
2. Per una migliore irradiazione del calore si utilizzino alette con superfici anodizzate, ossidate o dipinte (v. la tabella 4.14.2 per i dati riguardo all'emittanza).
3. Si utilizzino alette da 1/16" o più grosse per dare una bassa resistenza termica al IC montandole dove è minore la sezione totale delle alette.

Resistenza termica dell'alettatura

La resistenza termica assorbitore-ambiente di una aletta quadrata o rotonda montata verticalmente e simmetrica vale in aria immobile (v. fig. 4.14.5):

$$\theta_{SA} = \frac{1}{2\,H^2\,\eta\,(h_c + h_r)}\ °C/W \qquad (4.14.5)$$

in cui: H = altezza in pollici del piano verticale

η = fattore di efficienza dell'aletta
h_c = coefficiente di trasporto del calore per convezione (4.14.6)
h_r = coefficiente di trasporto del calore per irradiazione (4.14.7)

$$h_c = 2{,}21 \times 10^{-3} \left(\frac{T_S - T_A}{H}\right)^{1/4}\ W/in^2\,°C$$

$$h_r = 1{,}47 \times 10^{-10}\,E \left(\frac{T_S + T_A}{2} + 273\right)^3\ W/in^2\,°C$$

in cui: T_S = temperatura dell'assorbitore montato su IC in °C

TABELLA 4.14.2 Emittanza per diversi trattamenti superficiali

SUPERFICIE	EMITTANZA E
Alluminio lucidato	0.05
Rame lucidato	0.07
Foglio di acciaio rullato	0.66
Rame ossidato	0.70
Alluminio anodizzato nero	0.7 - 0.9
Smalto asciutto nero	0.85 - 0.91
Vernice nera	0.89 - 0.93
Pittura ad olio nera	0.92 - 0.96

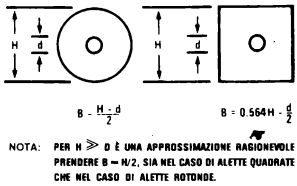


FIGURA 4.14.5 Forme di alette simmetriche

T_A = temperatura dell'ambiente in °C
E = emittanza della superficie (v. tabella 4.14.2)

Il fatto d'efficienza d'aletta η comprende gli effetti dello spessore, della forma, della conduzione termica ecc., dell'aletta.
Può essere determinato dal NOMOGRAMMA di fig. 4.14.6 di cui, di seguito, diamo la procedura di utilizzo.

1. In prima approssimazione si definisce un'altezza H dell'alettatura.
2. Si calcola $h = h_r + h_c$ dalle equazioni (4.14.6) e (4.14.7).
3. Si determina α dai valori di η e dallo spessore delle alette X (linea a).
4. Si determina η dai valori di B (dalla figura 4.14.5) e α (linea b).

Il valore di η così determinato è valido per alettatura simmetrica quadrata e rotonda (con H ≫ d) montata verticalmente in condizioni di aria immobile.
Per altre condizioni, le modifiche da apportare sono:
— Per montatura orizzontale si moltiplichi h_c per 0,7.
— Per una montatura orizzontale di cui un solo lato sia efficace, si moltiplichi η per 0,5 e h_c
— Per alette rettangolari 2 : 1 si moltiplichi h per 0,8.
— Per alette non simmetriche in cui il IC è montato sul fondo di un'aletta verticale, si moltiplichi η per 0,7.

Progetto delle alette

1. Si determinino le condizioni iniziali, T_A e la θ_{SA} desiderata, come detto nel paragrafo 4.14.5.
2. Si determini T_S al punto di contatto con il IC riscrivendo l'equazione (4.14.1):

$$\theta_{JL} + \theta_{LS} = \frac{T_J - T_S}{P_D} \qquad (4.14.8)$$

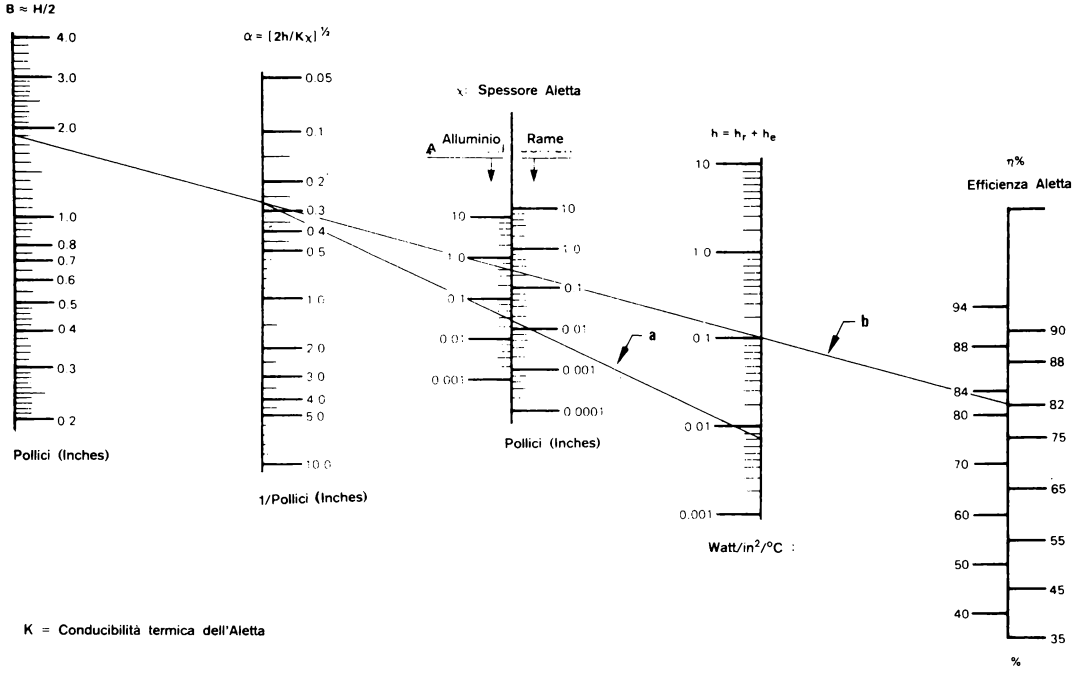


FIGURA 4.14.6 Monogramma relativo all'efficienza delle alette nel caso che siano simmetriche, platte, a spessore costante e montate verticalmente.

$$T_S = T_J - (\theta_{JL} + \theta_{LS})\,(P_D) \qquad (4.14.9)$$
$$\approx T_J - \theta_{JL}\,P_D$$

3. Si scelga uno spessore per l'aletta x>0,0625'' e un'altezza H.
4. Si determini h_c e h_r dalle equazioni (4.14.6) e (4.14.7).
5. Si trovi il fattore di efficienza dell'aletta η dalla fig. 4.14.6.
6. Si calcola θ_{SA} dall'equaz. (4.14.5).
7. Se θ_{SA} è troppo grande o inutilmente piccolo si scelgano differenti altezze e si ripetano i punti dal (3) al (6).

Un esempio di progetto

Si progetti un'alettatura verticale quadrata simmetrica di alluminio anodizzato nero di 1/16'' di spessore per realizzare una resistenza termica di 4 °C/W.
Le condizioni operative del LM 379 sono:

1. $T_J = 150\,°C$, $T_A = 60\,°C$, $P_D = 9{,}5\,W$, $\theta_{JL} = 6\,°C/W$, si trascura θ_{LS}.
2. $T_S = 150\,°C - 6\,°C/W\ (9{,}5\ W) = 93\,°C$.
3. x = 0,0625'' dalle condizioni iniziali. E = 0,9 dalla tabella 4.14.2.
   Si sceglie H = 3,5'' in prima approssimazione (l'esperienza semplificherà questi primi passi).
4. $h_c = 2{,}21 \times 10^{-3} \left(\dfrac{93-60}{3{,}5}\right)^{1/4}$
   $= 3{,}86 \times 10^{-3}\ W/°C\ in^2$
   $h_r = 1{,}47 \times 10^{-10} \times 0{,}9 \left(\dfrac{93+60}{2} + 273\right)^3$
   $= 5{,}6 \times 10^{-3}\ W/°C\ in^2$
   $h = h_c + h_r = 9{,}46 \times 10^{-3}\ W/°C\ in^2$
5. $\eta = 0{,}84$ dalla fig. 4.14.6.
6. $\theta_{SA} = \dfrac{10^3}{2 \times 12{,}3 \times 0{,}84 \times 9{,}46} = 5{,}1\,°C/W$,
   che è eccessivo.
7. Si richiede un'alettatura più grande, probabilmente con un'area del 40% più ampia.
   Di conseguenza, utilizzando un'aletta quadrata di 4,25'', si rifanno i nuovi conti:
4. $h_c = 2{,}21 \times 10^{-3} \left(\dfrac{33}{4{,}2}\right)^{1/4} = 3{,}7 \times 10^{-3}$

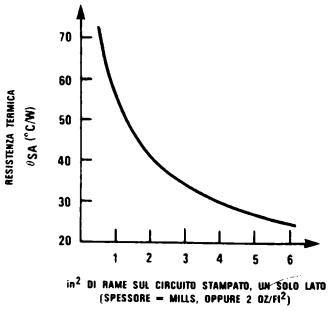


FIGURA 4.14.7 Resistenza termica in funzione dell'area (in²) del foglio di rame

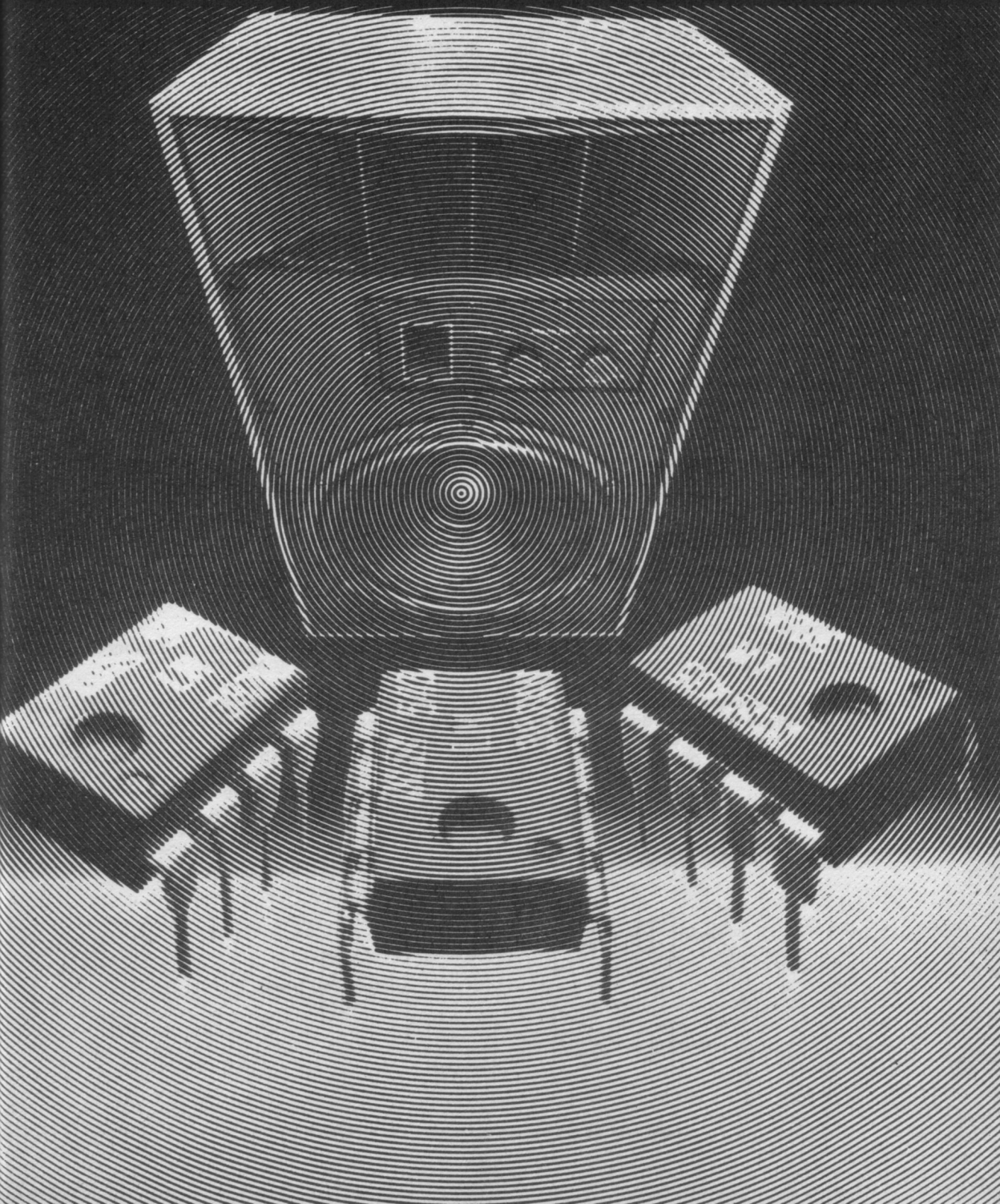
$h_r = 5{,}6 \times 10^{-3}$ come prima
$h = 9{,}3 \times 10^{-3}$

5. $\eta = 0{,}75$ dalla figura 4.14.6.
6. $\theta_{SA} = \dfrac{10^3}{2 \times 18 \times 0{,}75 \times 9{,}3} = 3{,}98\,°C/W$,
   che è soddisfacente.

4.14.7 Dissipazione di calore attraverso il foglio di rame del circuito stampato

L'utilizzo di contenitori di rame da parte della NATIONAL SEMICONDUCTOR per IC di potenza, in cui 3 piedini centrali da entrambi i lati del dispositivo sono usati per dissipazione del calore, permette un economico assorbimento del calore attraverso il foglio di rame esistente sulla piastra del circuito stampato.
Per parecchi progetti si può ottenere una dissipazione adeguata con piastre costruite con rame da 2 once da un solo lato.
Altri progetti, dai requisiti più stringenti, possono richiedere piastre ramate sui 2 lati, in cui il lato superiore è usato solo per l'assorbimento del calore.
La fig. 4.14.7 permette un facile progetto di assorbitori attraverso piastra di circuito stampato una volta che sia stata calcolata la resistenza termica (paragrafo 4.14.5).

CAPITOLO 5.0
MISCELLANEA



5.0 MISCELLANEA

5.1 AMPLIFICAZIONE DOPPIA

Il modo più comune per amplificare l'uscita di un preamp nel segnale richiesto per pilotare un sistema di altoparlanti è quello di utilizzare un amp grosso a larga banda con una risposta in frequenza piatta su tutta la banda audio.
Un metodo alternativo consiste nell'utilizzare 2 amplificatori (amplificazione doppia) in cui ogni amp è incaricato di amplificare una sola parte dello spettro di frequenze.
Questo richiede di separare la banda audio in 2 parti e di portare poi questi segnali a ciascun amp.
Tale operazione è realizzata utilizzando una rete attiva di crossover come è discussa nel prossimo paragrafo.
La più comune applicazione della amplificazione doppia è presente nei sistemi con più altoparlanti. A causa delle difficoltà di realizzare un solo altoparlante in grado di riprodurre l'intera banda audio si devono usare più altoparlanti, ciascuno di essi progettato per la riproduzione di una sola parte di frequenze.

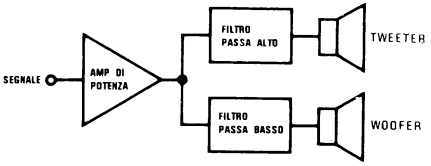


FIGURA 5.1.1 Crossover passivo, sistema con un solo Amp

In sistemi convenzionali che utilizzano un solo amp di potenza la separazione del segnale audio è realizzata con filtri passivi passa alto e passa basso messi all'interno delle casse acustiche (figura 5.1.1).
Tali filtri devono essere in grado di trattare grandi segnali di potenza e sono spesso di progetto difficoltoso con necessità di grosse induttanze e capacità.

Una amplificazione doppia con reti attive di crossover (fig. 5.1.2) permette un progetto più semplice e più flessibile. Inoltre funziona meglio. Già prove di ascolto mostrano chiaramente che questi sistemi hanno una minore distorsione, avvertibile infatti anche a orecchio.
Questo è principalmente dovuto a 2 effetti. Il primo risulta come conseguenza del clipping ai transistori dei bassi. Segnali a bassa frequenza tendono a presentare ampiezze di transitorio superiori a quelle tipiche delle alte frequenze, cosicché il sovraccarico per l'amp si verifica di solito per segnali bassi.
Separando lo spettro se ne pulisce immediatamente una metà e si migliora contemporaneamente l'altra parte poiché l'altoparlante dei bassi non permetterà il passaggio alle componenti ad alta frequenza generate dai tagli in transitorio dell'amp dei bassi, il tutto col risultato di un suono più pulito.
Il secondo effetto è un effetto di mascheratura ad alta frequenza in cui le componenti della distorsione alta frequenza e basso livello di un segnale di bassa frequenza tagliato sono ricoperte (ovvero mascherate) da alte frequenze di alto livello non distorte.
Il vantaggio finale della doppia amp è il permettere l'utilizzo di più piccoli amp di potenza per raggiungere gli stessi livelli di suono.

5.2 RETI DI CROSSOVER ATTIVI

Una rete attiva di crossover è un sistema di filtri attivi (di solito 2) utilizzati per dividere la banda di frequenza audio in parti separate per un trattamento differenziato dei segnali con sistemi a doppio amp.
Crossover attivi sono auspicabili anche per la resa sonora poiché danno un migliore smorzamento dell'altoparlante e una migliore risposta in frequenza e minimizzano la distorsione di modulazione del mid-range.

5.2.1 Scelta del filtro

La scelta del tipo di filtro è basata sulla neces-

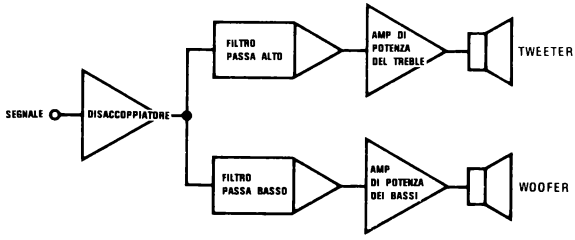


FIGURA 5.1.2 Crossover attivo, sistema ad Amp doppio

sità di una buona risposta in frequenza e di un buon transitorio. I filtri di BESSEL offrono una eccellente risposta di fase e in transitorio ma risentono del cambiamento di frequenza in risposta nella regione di crossover essendo troppo lenti per una riproduzione semplice con altoparlanti.

I filtri di chebyshev hanno una divisione in frequenza eccellente ma hanno inaccettabili instabilità al transitorio. Le caratteristiche del filtro butterworth cadono tra quelle di bessel e quelle di chebyshev e danno il compromesso migliore per il progetto di crossover attivi.

5.2.2 Numero dei poli (Ordine del filtro)

È intuitivamente ragionevole che se lo spettro audio è diviso in 2 parti, la loro somma debba necessariamente riprodurre il segnale originale, senza cambiamenti in fase o ampiezza (la somma dei vettori deve essere unitaria).

Questo è conosciuto come un progetto a tensione costante.

È inoltre ragionevole richiedere che la stessa potenza sia fornita a ciascun driver (altoparlante).

E questo è conosciuto come un progetto a potenza costante.

Quello che si richiede perciò è un filtro che mostri una tensione e una potenza costanti.

Avendo scelto il filtro di butterworth, rimane da determinare l'ordine ottimale del filtro (ovvero il numero di poli che si trovano nella sua funzione di trasferimento) che soddisfi le condizioni di tensione e potenza costanti.

Entrambe le realizzazioni del filtro butterworth (quella attiva e quella passiva) hanno funzioni di trasferimento identiche; così è un buon modo per incominciare quello di partire con la rete convenzionale di crossover passiva.

I crossover passivi presentano una risposta con un solo polo (1° ordine) ed hanno una funzione di trasferimento data dalle equazioni (5.2.1) e (5.2.2) (normalizzate in $\omega_o = 1$).

$$T_L(S) = \frac{1}{S+1} \qquad (5.2.1)$$

$$T_H(S) = \frac{S}{S+1} \qquad 5.2.2)$$

in cui $T_L(S)$ è la funzione di trasferimento passa basso e $T_H(S)$ è quella passa alto.

Questo filtro presenta una tensione costante (e quindi potenza costante):

$$T_L(S) + T_H(S) = 1 \qquad (5.2.3)$$

Il problema con un sistema a un solo polo è che la caduta al di là del punto di crossover è di soli — 6 dB/ottava e richiede che l'altoparlante operi, per evitare distorsioni, in modo lineare per altre 2 ottave.

Il sistema del secondo ordine ha come funzione di trasferimento:

$$T_L(S) = \frac{1}{S^2+\sqrt{2}\,S+1} \qquad (5.2.4)$$

$$T_H(S) = \frac{S^2}{S^2+\sqrt{2}\,S+1} \qquad (5.2.5)$$

Queste funzioni di trasferimento hanno una potenza costante ma non una tensione costante, come si può dimostrare dall'equazione (5.2.3):

$$T_L(S) + T_H(S) = \frac{S^2+1}{S^2+\sqrt{2}\,S+1} \qquad (5.2.6)$$

Al crossover $S = -j\omega_o = -j$ (poiché $\omega_o = 1$); una sostituzione nell'equazione porta (5.2.6) a uno zero.

Questo vuol dire che alla frequenza di crossover c'è un vuoto, una frequenza che non è riprodotta da nessuno dei 2 altoparlanti. Ashley ha dimostrato che questo vuoto è avvertibile dall'orecchio.

Una soluzione comune a questo problema è quella di invertire la polarità di uno degli altoparlanti del sistema. Matematicamente questo comporta un cambiamento di segno nella funzione di trasferimento e in effetti sottrae i due termini anziché sommarli. Questo elimina il buco, ma crea il nuovo problema di un pesante spostamento di fase al punto di crossover che è a sua volta avvertibile (ancora una dimostrazione di Ashley), e si rende quindi necessario prendere in considerazione il filtro butterworth del 3° ordine.

Le funzioni di trasferimento per filtri butterworth con 3 poli sono date dalle equazioni (5.2.7) e (5.2.8):

$$T_L(S) = \frac{1}{S^3+2\,S^2+2\,S+1} \qquad (5.2.7)$$

$$T_H(S) = \frac{S^3}{S^3+2\,S^2+2\,S+1} \qquad (5.2.8)$$

Applicando l'equazione (5.2.3) si ha:

$$T_L(S) + T_H(S) = \frac{S^3+1}{S^3+2\,S^2+2\,S+1} \qquad (5.2.9)$$

che per $S = -j\omega_o$ dà:

$$T_L(-j\omega_o) + T_H(-j\omega_o) = -1 \qquad (5.2.10)$$

L'equazione (5.2.9) mostra che c'è uno spostamento di fase graduale nella potenza con una fastidiosa situazione: la fase è stata invertita.

Un esame delle caratteristiche di fase dell'equazione (5.2.9) mostra che c'è uno spostamento di fase graduale da 0° a — 360° quando la frequenza è spazzolata dalle sezioni del filtro, con il valore di — 180° a ω_o.

Può essere avvertita dall'orecchio?

Ashley ha dimostrato che l'orecchio non può riconoscere questo spostamento graduale di fase quando non è anche accompagnato da un ripple nella caratteristica d'ampiezza. (Se ne ricava che tutti i filtri butterworth di ordine dispari presentano tutti questo effetto con crescenti spostamenti di fase, p. es. il 5° ordine dà da 0 a 720°, ecc.).

La conclusione è che il compromesso migliore è quello di usare un filtro butterworth del 3° ordine.

Tale filtro mostrerà una risposta in ampiezza del tutto piatta senza cioè dei picchi (che minimizza il lavoro richiesto dagli altoparlanti), ha caratteristiche di taglio ben delineate di — 18 dB/ottava (il che rende minimi i requisiti riguardo alla riproduzione degli altoparlanti al di là del punto di crossover) ed ha una risposta piatta in frequenza sia per la tensione che per la potenza e un cambiamento graduale di fase attraverso la banda.

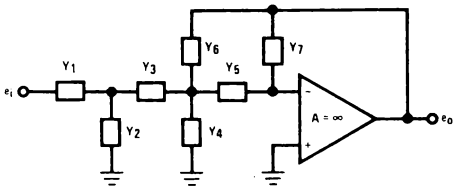


FIGURA 5.2.1 Forma generale (ammettenze) di un filtro del terzo ordine

5.2.3 Metodologia di progetto per un filtro crossover attivo di Butterworth del 3° ordine

Per ottenere una risposta di butterworth del 3° ordine sono possibili parecchie topologie circuitali. Tra di queste l'approccio che suppone un guadagno infinito e una reazione multipla offre i migliori compromessi rispetto alla complessità circuitale, alla dispersione dei componenti e alla sensibilità.
La fig. 5.2.1 mostra la forma generale di ammettenza per ogni filtro del 3° ordine. La funzione di trasferimento è data dall'equazione (5.2.11).
Sostituendo le resistenze e i condensatori nelle ammettenze attraverso le fig. 5.2.2 e 5.2.3 si realizzano filtri attivi passa alto e passa basso.

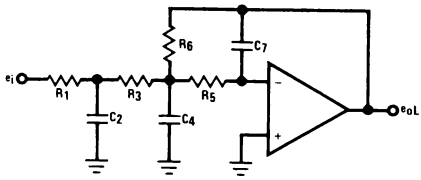


FIGURA 5.2.2 Forma generale di un filtro attivo del 3° ordine passa basso

$$\frac{e_o}{e_i} = -\frac{Y_1Y_3Y_5}{(Y_5Y_6+Y_3Y_7+Y_4Y_7+Y_5Y_7+Y_6Y_7)(Y_1+Y_2+Y_3)-Y_7Y_3^2} \qquad (5.2.11)$$

Passa basso:

$$\frac{e_{oL}}{e_i} = -\frac{\dfrac{1}{R_1R_3R_5C_2C_4C_7}}{S_3+\left(\dfrac{R_5R_6+R_3R_6+R_3R_5}{R_3R_5R_6C_4}+\dfrac{R_1+R_3}{R_1R_3C_2}\right)S^2+\left(\dfrac{1}{R_5R_6C_4C_7}+\dfrac{R_5R_6+R_3R_6+R_3R_5+R_1R_5+R_1R_6}{R_1R_3R_5R_6C_2C_4}\right)S+\dfrac{R_1+R_3}{R_1R_3R_5R_6C_2C_4C_7}} \qquad (5.2.12)$$

Passa alto:

$$\frac{e_{oH}}{e_i} = -\frac{\dfrac{C_1C_3}{C_6(C_1+C_3)}S^3}{S^3+\left(\dfrac{C_1(C_3+C_5+C_6)+C_3(C_5+C_6)}{R_7C_5C_6(C_1+C_3)}+\dfrac{1}{(C_1+C_3)R_2}\right)S^2+\left(\dfrac{1}{C_5C_6R_4R_7}+\dfrac{C_3+C_5+C_6}{C_5C_6(C_1+C_3)R_2R_7}\right)S+\dfrac{1}{C_5C_6(C_1+C_3)R_2R_4R_7}} \qquad (5.2.13)$$

La sostituzione delle ammettenze opportune, presentate in fig. 5.2.2 e 5.2.3, nell'equazione (5.2.11) porta all'equazione generale per un filtro passa basso del 3° ordine (equaz. 5.2.12) e per un filtro passa alto del 3° ordine (equaz. 5.2.13).
L'equazione (5.2.12) è della forma:

$$\frac{K\omega_o^3}{S^3+aS^2+bS+\omega_o^3}$$

in cui K = guadagno della banda passante = 1.
Ponendo a = b = 2 e normalizzando $\omega_o^3 = 1$ si ha la risposta del filtro butterworth del 3° ordine (equazione 5.2.7). Analogamente l'equazione (5.2.13) è della forma:

$$\frac{KS^3}{S^3+aS^2+bS+\omega_o^3}$$

ed è il corrispondente dell'equazione (5.2.8).
Ponendo $R_1 = R_3 = R_5 = R$ e $R_6 = 2R$ e uguagliando i coefficienti delle equazioni (5.2.12) e (5.2.7) è possibile ottenere i valori dei condensatori in funzione di R.

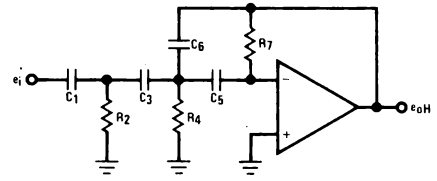


FIGURA 5.2.3 Forma generale di un filtro attivo del 3° ordine passa alto

Così facendo si hanno le relazioni riportate in figura 5.2.4. Per la parte passa alto, si pone $C_1 = C_3 = C_5 = C$ e $C_6 = C/2$ e si uguagliano i coefficienti per ottenere i valori delle resistenze in funzione di C.
I risultati corrispondenti compaiono pure nella fig. 5.2.4 che riporta la rete crossover butterworth del 3° ordine.

Esempio 5.2.1

Si progetti una rete attiva di crossover con una pendenza di — 18 dB/ottava (3° ordine), con caratteristica il più possibile piatta (BUTTERWORTH) con un'impedenza d'ingresso di 20 kΩ e con una frequenza di crossover pari a 500 Hz.

1. Si sceglie R per la parte passa alto per avere l'impedenza d'ingresso richiesta.
   Si pone R = 10 k (1%)
   e, quindi, per R_{IN} = 20 k, poiché $R_{IN} = 2\,R$, si ha 2 R = 20 k, 1%.
2. Si calcola C_2, C_4 e C_7 dalla figura 5.2.4:
   $$C_2 = \frac{2{,}4553}{(2\pi)\,(500)\,(10\ K)} = 7{,}82 \times 10^{-8}$$
   Si utilizza C_2 = 0,082 μF, 2%.
   $$C_4 = \frac{2{,}1089}{(2\pi)\,(500)\,(10\ K)} = 6{,}71 \times 10^{-8}$$
   Si prende C_4 = 0,068 μF 2%.
   $$C_7 = \frac{0{,}1931}{(2\pi)\,(500)\,(10\ K)} = 6{,}51 \times 10^{-9}$$
   Si prende C_7 = 0,0056 μF, 2%.
3. Si sceglie C per la parte passa alto affinché ci sia la stessa impedenza R_{IN} che si ha per il passa basso, cioè 20 kΩ:
   $$C = \frac{1}{(2\pi)\,(500)\,(20\ K)} = 1{,}592 \times 10^{-8}$$
   Si prende C = 0,015 μF 2%, e si prende C/2 = 0,0082 μF, 2%.

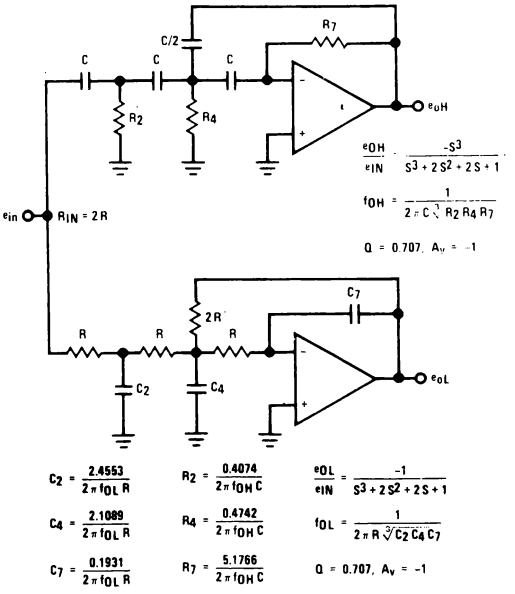


FIGURA 5.2.4 Rete di Crossover completa per un Butterworth del 3° ordine

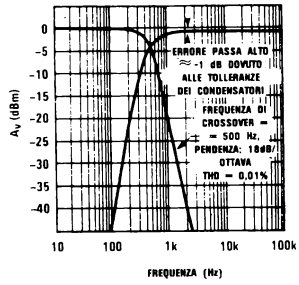


FIGURA 5.2.6 Risposta in frequenza di un Crossover attivo per l'esempio di fig. 5.2.5

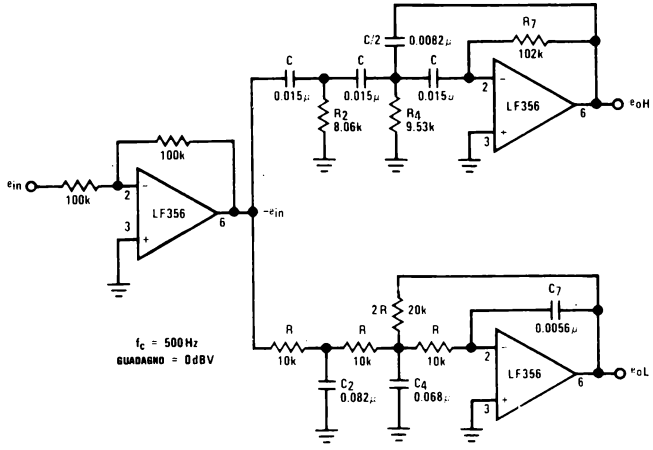


FIGURA 5.2.5. Esempio tipico di rete attiva di Crossover

f_c Hz	C µF	R_2 Ω	R_4 Ω	R_7 Ω	C_2 µF	C_4 µF	C_7 µF
100	0.080	8148	9484	103532	0.391	0.336	0.0307
200	0.040	↓	↓	↓	0.195	0.168	0.0154
300	0.027	↓	↓	↓	0.130	0.112	0.0102
400	0.020	↓	↓	↓	0.0977	0.0839	0.00768
500	0.016	↓	↓	↓	0.0782	0.0671	0.00615
600	0.013	↓	↓	↓	0.0651	0.0559	0.00512
700	0.011	↓	↓	↓	0.0558	0.0479	0.00439
800	0.010	↓	↓	↓	0.0488	0.0420	0.00384
900	0.0088	↓	↓	↓	0.0434	0.0373	0.00341
1k	0.008	↓	↓	↓	0.0391	0.0336	0.00307
2k	0.004	↓	↓	↓	0.0195	0.0168	0.00154
3k	0.0027	↓	↓	↓	0.0130	0.0112	0.00102
4k	0.002	↓	↓	↓	0.00977	0.00839	768 pF
5k	0.0016	↓	↓	↓	0.00782	0.00671	615 pF

* Assumes R = 10k, 2R = 20k for R_{in} = 20kΩ.

FIGURA 5.2.7 Valori già collocati per il circuito di Crossover attivo di fig. 5.2.4 (si utilizzi il valore che è più vicino a dati disponibili)

4. Si calcolano R_2, R_4 e R_7 dalla figura 5.2.4:

$$R_2 = \frac{0{,}4074}{(2\pi)\,(500)\,(1{,}592 \times 10^{-8})} = 8148$$

Si prende R_2 = 8,06 K, 1%.

$$R_4 = \frac{0{,}4742}{(2\pi)\,(500)\,(1{,}592 \times 10^{-8})} = 9484$$

Si prende R_4 = 9,53 K, 1%.

$$R_7 = \frac{5{,}1766}{(2\pi)\,(500)\,(1{,}592 \times 10^{-8})} = 103532$$

Si prende R_7 = 102 K, 1%.

Il progetto completo è riportato in fig. 5.2.5 utilizzando gli amp. op. LF 356 come dispositivi attivi.

Gli LF 356 sono stati scelti per la loro altissima impedenza d'ingresso, per il valore alto di slew e per la stabilità di lavoro con carichi capacitivi. Si usa un disaccoppiatore per pilotare la rete di crossover, e questo per 2 motivi: dà una bassa impedenza di pilotaggio, come richiesto dai filtri attivi, e porta inoltre a una ulteriore inversione di fase cosicché le uscite sono in fase con gli ingressi.

Le alimentazioni sono ± 15 V, disaccoppiate con condensatori ceramici da 0,1 µF posti vicino ai circuiti integrati (non riportati in figura).

La fig. 5.2.6 dà la risposta in frequenza relativamente alla fig. 5.2.5.

La fig. 5.2.7 può essere usata per valutare i valori per frequenze standard di crossover da 100 Hz a 5 kHz.

5.2.4 Un progetto alternativo per crossover attivi

L'esempio di fig. 5.2.5 è un filtro simmetrico poiché entrambe le sezioni, passa alto e passa basso, sono simmetriche rispetto al punto di crossover (v. fig. 5.2.6).

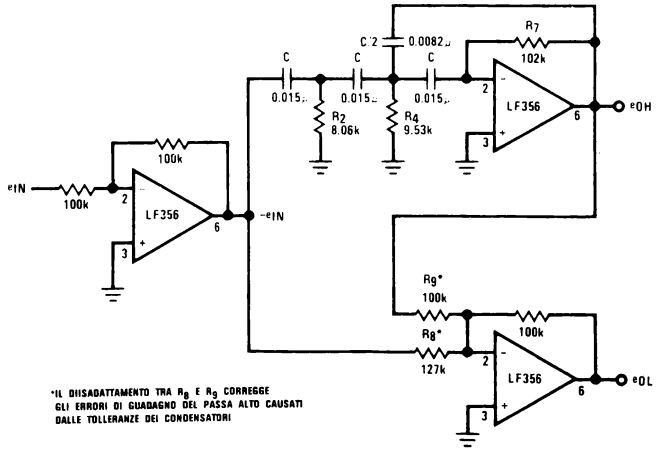


FIGURA 5.2.8 Rete di Crossover attiva, asimmetrica, filtro di Butterworth del 3° ordine

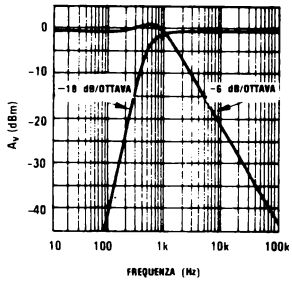


FIGURA 5.2.9 Risposta in frequenza del filtro asimmetrico di fig. 5.2.8

Interessante progetto alternativo è quello di un filtro asimmetrico (così chiamato poiché le sezioni passa alto e passa basso sono asimmetriche rispetto al punto di crossover).
Tale progetto si basa sul semplice concetto che se l'uscita di un filtro passa alto è sottratta al segnale originale si ottiene come risultato un segnale tipo passa basso (3).
La tensione è garantita costante poiché la somma del passa basso e alto è sempre uguale a 1 (senza stranezze nelle fasi).
Ma come sempre, ci sono dei compromessi e stavolta non sono tanto ovvi.
Con riferimento all'equazione (5.2.8) per la funzione di trasferimento di una passa alto del 3° ordine e sottraendola dal segnale originale, si ottiene:

$$T_L(S) = 1 - T_H(S) \qquad (5.2.14)$$

$$T_L(S) = 1 - \frac{S^3}{S^3+2S^2+2S+1}$$

$$T_L(S) = \frac{2S^2+2S+1}{S^3+2S^2+2S+1} \qquad (5.2.15)$$

Un'analisi dell'equazione (5.2.15) mostra che ci sono due zeri e tre poli. I due zeri sono assai vicini ai due poli e si verifica quasi una cancellazione.
Il risultato finale è un filtro passa basso che ha una pendenza di solo — 6 dB e un picco evidente ($\approx$ + 4 dB) al punto di crossover.
Per stadi pilota a bassa frequenza con una risposta in frequenza estesa è questo un progetto attraente che impiega un minor numero di pezzi, con una facile taratura, nessun vuoto al crossover e senza un graduale phase shift.
La fig. 5.2.8 riporta il progetto del circuito per un filtro asimmetrico e la fig. 5.2.9 presenta la sua risposta in frequenza.

5.2.5 Utilizzo delle reti di crossover e di amplificazione doppia

In modo simbolico si può rappresentare la figura 5.2.5 come nella fig. 5.2.10.
Le figure 5.2.11, 5.2.14 utilizzano la fig. 5.2.10 per mostrare numerosi sistemi di altoparlanti con reti di crossover e doppia amplificazione.
Mettendo in cascata un filtro attivo passa basso (LOW PASS, LP) e passa alti (HIGH PASS, HP) si realizza un passabanda e si ha un triplo sistema di amplificazione:

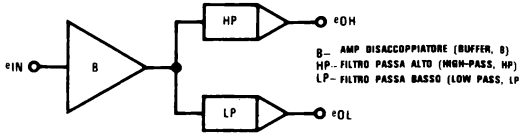


FIGURA 5.2.10 Rappresentazione simbolica della fig. 5.2.5

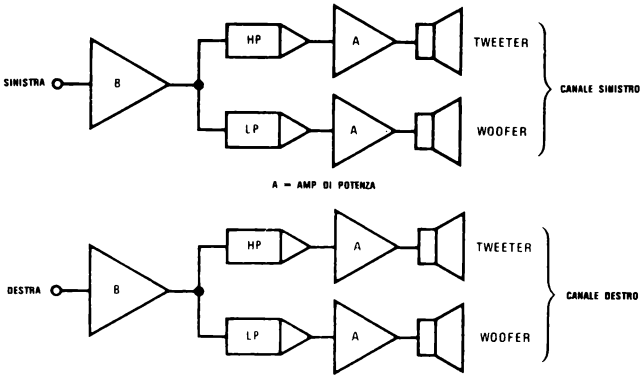


FIGURA 5.2.11 Sistema stereo a 2 vie (punti di Crossover tipici da 800 a 1600kHz

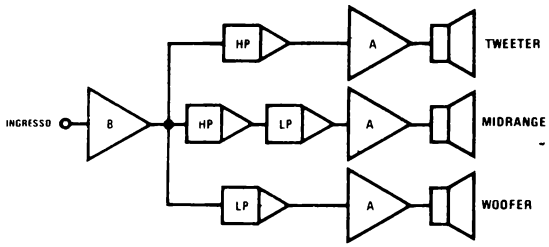


FIGURA 5.2.12 Sistema a 3 vie, monocanale
(Si raddoppi per stereo)
(Punti tipici di Crossover:
LP = 200 Hz
HP = 1200 Hz)

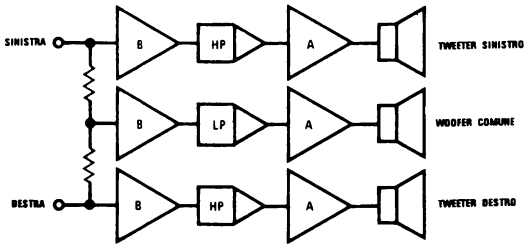


FIGURA 5.2.13 Sistema stereo a 2 vie, Woofer comune (Punto di Crossover stereo-mono tipicamente 150Hz)

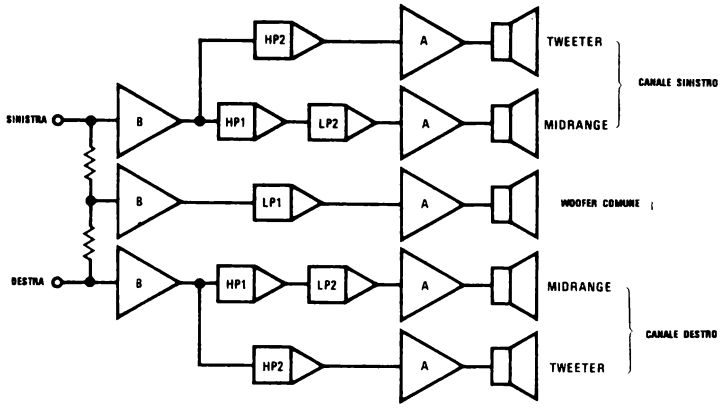


FIGURA 5.2.14 Sistema stereo a 3 vie a Woofer comune (Tipicamente LP1 = HP1 = 150 Hz, LP2 = HP2 = 2500 Hz)

Riferimenti bibliografici

1. Ashley, J. R., « On the Transient Response of Ideal Crossover Networks, » **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 10, no 3, July, 1962, pp. 241-244.
2. Ashley, J. R. and Henne, L. M., « Operational Amplifier Implementation of Ideal Electronic Crossover Networks », **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 19, no. 1, January 1971, pp. 7-11.
3. Ashley, J. R. and Kaminsky, A. L., « Active and Passive Filters as Loudspeaker Crossover Networks », **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 19, no. 6, June 1971, pp. 494-501.
4. Lovda, J. M. and Muchow, S., « Bi-Amplification — Power vs. Program Material vs. Crossover Frequency », AUDIO, vol. 59, no. 9, September 1975, pp. 20-28.
5. Read, D. C., « Active Crossover Networks », **Wireless World**, vol. 80, no. 1467, November 1974, pp. 443-448.
6. Small, R. H., « Constant-Voltage Crossover Network Design », **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 19, no. 1, January 1971, pp. 12-19.

5.3 RIVERBERO

Il riverbero è il nome che si applica all'effetto di eco che è associato con un suono dopo che ne è cessata l'emissione. È dovuto alla riflessione multipla del suono sulle pareti, sul pavimento, sul soffitto dell'ambiente di ascolto e sotto certe condizioni tende ad accrescere il suono stesso.
È l'ingrediente principale caratteristico del suono presente nelle sale da concerto e spiega la differenza che c'è tra il suono « dal vivo » e quello registrato.
Utilizzando dispositivi elettromeccanici è possibile aggiungere un riverbero artificiale a sistemi musicali già esistenti, migliorandone le prestazioni.
Le unità di riverbero più comuni utilizzano due molle calibrate che funzionano da linee di ritardo meccaniche, e ritardano il segnale audio in modo leggermente differente l'una dall'altra (tempi di ritardo tipici sono 30 ms per una e 40 ms per l'altra, con tempi di decadimento complessivi intorno ai 2 secondi).
Il segnale elettrico è applicato al transduttore di ingresso dove è trasformato in una forza torsionale attraverso 2 piccoli cilindri magnetici attaccati alle molle.
La torsione di una estremità di ciascuna molla si propaga lentamente lungo la lunghezza dell'unità finché la vibrazione giunge all'altra estremità dove due magneti simili ai precedenti la riconvertono in un segnale elettrico (si verifica anche una riflessione la quale giustifica il tempo di decadimento, lungo rispetto al tempo di ritardo).

5.3.1 Considerazioni sul progetto di stadi pilota e amp di ripristino

Poiché lo stadio pilota del riverbero applica un segnale elettrico a un avvolgimento, il suo carico è fondamentalmente induttivo e come tale ha una impedenza crescente con la frequenza (+ 6 dB/ottava).
Di più, poiché l'apparecchiatura della molla lavora meglio a un valore fisso di ampère/spire (indipendente dalla frequenza) è comodo pilotare il trasduttore con una corrente costante.
Per ottenere una corrente costante si può procedere in 2 modi: 1) mettendo il trasduttore all'interno della rete di reazione negativa o 2) creando una tensione d'uscita crescente in funzione della frequenza in modo da seguire la corrispondente salita dell'impedenza.
Il primo metodo impedisce l'uso di trasduttori con ingresso a massa, che viceversa sono più silenziosi e meno suscettibili a transitori di rumore. (Mentre ci sono generatori di corrente costante, carico a massa, ma richiedono un maggior numero di parti per la realizzazione). Per questo motivo si preferisce il 2° sistema che verrà di seguito utilizzato come esempio di un progetto tipico.

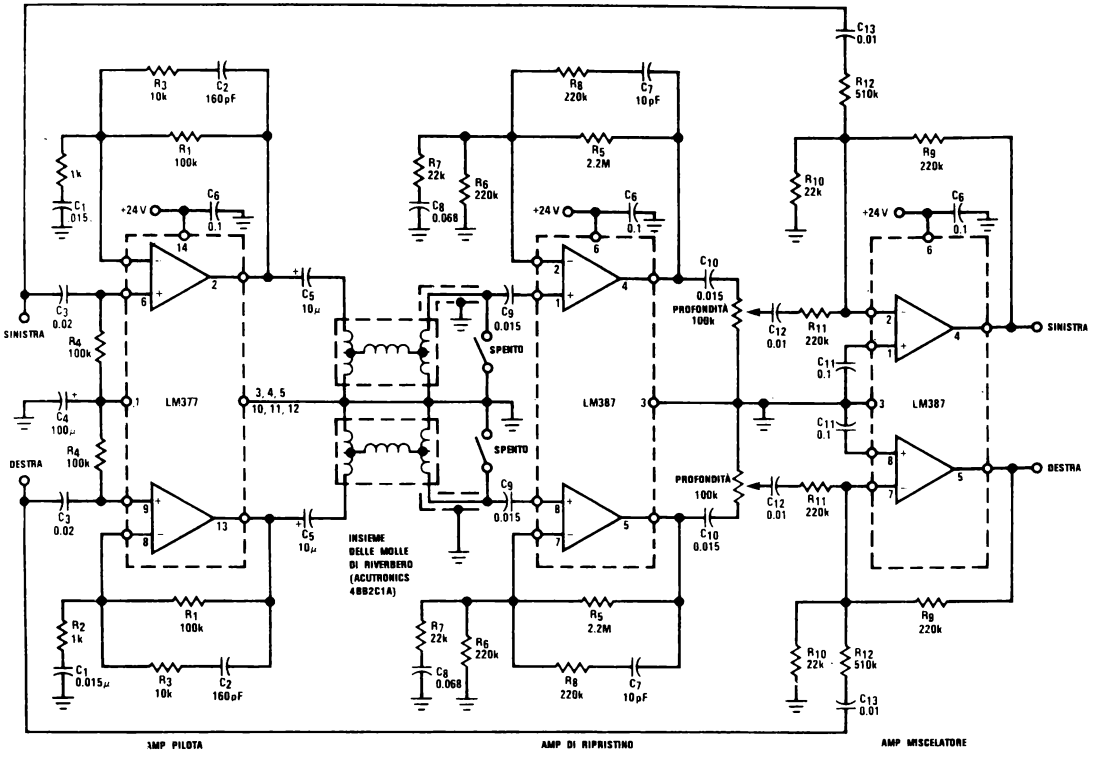


FIGURA 5.3.1 Sistema di riverbero stereo

È opportuno utilizzare un amp con alto slew rate (~ 2 V/μs) poiché la caratteristica di ampiezza crescente richiede una escursione d'uscita massima alla massima frequenza significativa (i sistemi a molla hanno frequenze di risposta di 100 Hz-5 kHz) dando così un margine sufficiente ad evitare il taglio ai transitori.
Sempre per migliorare tale margine è opportuno far scendere l'amp alle alte frequenze.
Un eccessivo incremento alle basse frequenze è invece controllato da una caduta a 100 Hz.
Le specifiche per l'amp di ripristino sono fissate dal segnale ripristinato.
Livelli di tensione tipici all'uscita del trasduttore sono intorno a 1-5 mV, tali cioè da richiedere un preamp a basso rumore ed alto guadagno.
Ronzio e disturbi devono essere eliminati con cavi schermati, montando l'apparecchiatura di riverbero e relativo preamp lontano dal trasformatore, e utilizzando la tecnica del punto di terra singolo al fine di evitare anelli di terra.
Non è necessaria equalizzazione se si usa un amp pilota a corrente costante poiché la tensione d'uscita è costante con la frequenza.

5.3.2 Sistema di riverbero stereo

In fig. 5.3.1 è riportato un sistema completo di riverbero stereo mentre la sua retta ideale di risposta in frequenza compare in fig. 5.3.2.
L'amp doppio di potenza LM 377 è utilizzato come pilota per le molle grazie alla sua capacità di fornire grandi correnti a carichi induttivi.
Alcune attrezzature di riverbero hanno impedenze d'ingresso dei trasduttori basse fino a 8 Ω e richiedono correnti di ≈ 30 mA (tra certi utilizzatori di riverbero c'è la preferenza a pilotare gli

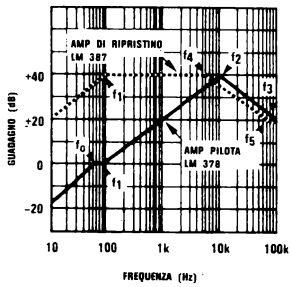


FIGURA 5.3.2 Risposta in frequenza rettilinea dell'Amp pilota del riverbero e dell'Amp di ripristino

ingressi anche con parecchie centinaia di mA).
L'amp di ripristino è realizzato facilmente con un preamp doppio a basso rumore LM 387 che dà caratteristiche di segnale/rumore di 75 dB a 1 kHz (segnale ripristinato di 10 mV). Il segnale ritardato e quello originale sono mescolati da un altro LM 387 utilizzato in configurazione di somma invertente.
La fig. 5.3.2 mostra la forma della risposta in frequenza desiderata per il driver e per l'amp di ripristino. La risposta complessiva a bassa frequenza è determinata da f_o e si verifica quando la reattanza del condensatore d'accoppiamento è uguale all'impedenza d'ingresso dello stadio successivo.
Per esempio la frequenza inferiore di taglio f_o dello stadio pilota si trova dall'equazione (5.3.1).

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_4 C_3} \approx 80 \text{ Hz (come mostrato)}$$

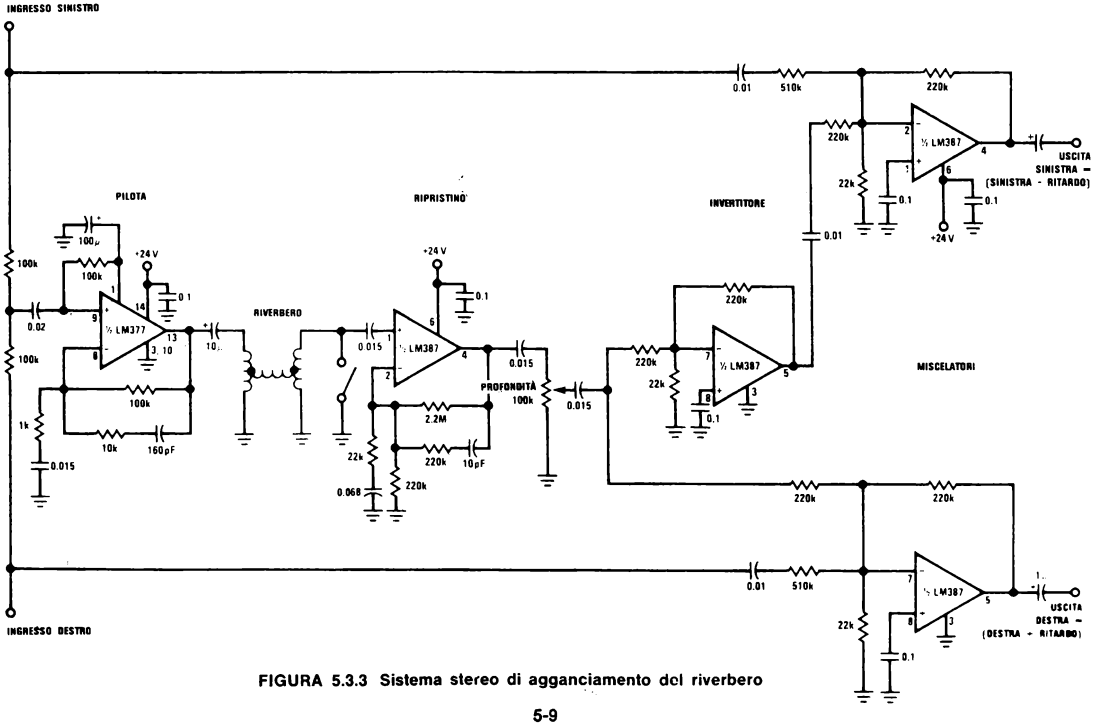


FIGURA 5.3.3 Sistema stereo di agganciamento del riverbero

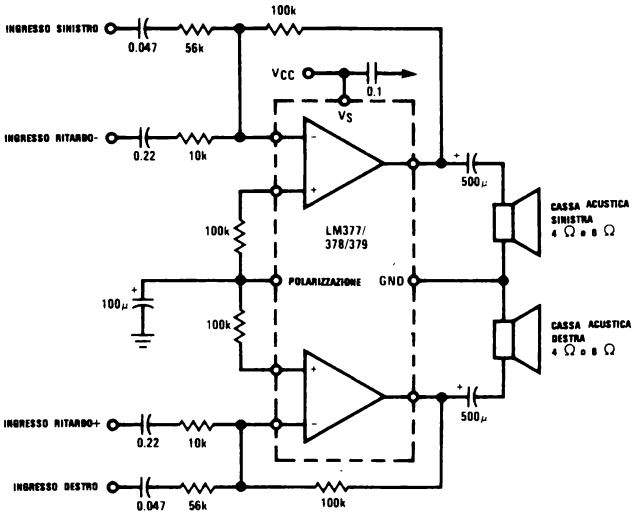


FIGURA 5.3.4 Uno stadio d'uscita alternativo per pilotare casse direttamente con Amp di potenza della famiglia LM377/378/379

La risposta + 6 dB/ottava si ottiene con una accurata scelta di R_1, R_2 e C_1 secondo le seguenti (vedi figure):

$$f_1 = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) C_1} \approx 100 \text{ Hz} \qquad (5.3.2)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \approx 10 \text{ kHz} \qquad (5.3.3)$$

Il guadagno finale è determinato dal rapporto tra R_2 e R_1:

$$A_o = 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ (guadagno al di là di } f_2)$$

La caduta alle alte frequenze è realizzata con C_2 e R_3 e incomincia a f_2 e si ferma a f_3 (vedi figura).

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \approx 10 \text{ kHz} \qquad (5.3.5)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \approx 100 \text{ kHz} \qquad (5.3.6)$$

La fermata a f_3 è necessaria affinché il guadagno dell'amp non vada troppo sotto i 20 dB per mantenere la stabilità (il LM 377 non è stabile a guadagno unitario).
Le resistenze R_5 e R_6 sono scelte per posizionare l'uscita del LM 387 a metà alimentazione (vedi paragrafo 2.8).
La frequenza di taglio inferiore f_2 è determinata da R_7 e C_8.
La caduta ad alta frequenza è dovuta a R_8 e C_7:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_7 C_8} \approx 100 \text{ Hz (come mostrato)} \qquad (5.3.7)$$

(analogamente al LM 377):

$$f_4 = \frac{1}{2\pi R_5 C_7} \approx 7 \text{ kHz (come mostrato)} \qquad (5.3.8)$$

$$f_5 = \frac{1}{2\pi R_8 C_7} \approx 70 \text{ kHz (come mostrato)} \qquad (5.3.9)$$

Analoghi i requisiti per la stabilità a quelli già visti per il LM 377.
Le resistenze R_9 e R_{10} sono utilizzate per polarizzare l'amp sommatore LM 387.
L'uscita del sommatore è la somma pesata del segnale originale con il segnale ritardato.
I fattori di scala sono messi a posto secondo la equazione (5.3.10).

$$-V_{OUT} = \frac{R_9}{R_{12}} V_s + \frac{R_9}{R_{11}} V_D \qquad (5.3.10)$$

in cui: V_s = segnale originale
V_D = segnale ritardato

Come riportato l'uscita è la somma di circa la metà del segnale originale con tutto il segnale ritardato.

5.3.3 Sistema stereo per intensificare il riverbero

Il sistema presentato in fig. 5.3.3 può essere utilizzato per ottenere un effetto stereo da una sorgente mono come una radio AM o FM mono, o può essere aggiunto a un sistema stereo (o quadrafonico) già esistente per produrre un effetto di apertura e di spazialità di rara efficacia.
Le sezioni del driver e di ripristino sono come nella fig. 5.3.1 con l'eccezione che è richiesto un solo apparecchio a molla.
La seconda metà dell'amp di ripristino LM 387 è utilizzata come invertitore e un nuovo LM 387 è aggiunto per miscelare i canali.

Le uscite sono le somme invertite e pesate del segnale ritardato e di quello originale cosicché l'uscita di sinistra è composta dal segnale SINISTRA meno il RITARDO mentre quella di destra da DESTRA più il RITARDO.
Quando applicati a segnali mono, entrambi gli ingressi sono collegati insieme e le due uscite diventano l'INGRESSO meno il RITARDO e l'INGRESSO più il RITARDO rispettivamente.
Se le uscite devono pilotare direttamente gli altoparlanti (in sistemi per auto o per casa, piccoli) allora si può sostituire il LM 387 con un amp doppio da 2 W/4 W/6 W scelto tra il LM 377/378/379 collegato come sommatore invertente di potenza secondo la fig. 5.3.4.

Riferimenti bibliografici

1. « Application of Accutronic's Reverberation Devices », Technical paper available from Accutronics, Geneva, III.
2. « What Is Reverberation? », Technical paper available from Accutronics, Geneva, III.

5.4 PHASE SHIFTER

Un circuito dall'effetto particolare per numerosi strumenti musicali (soprannominato « phase shifter », spostatore di fase) può essere progettato con pochissimi componenti, utilizzando due amp op quadrupli, due JFET quadrupli e un amp op LM 741 (fig. 5.4.1).

L'effetto sonoro prodotto è simile a quello di un altoparlante rotante con un caratteristico spostamento di fase Doppler, producendo un tipo di suono avvolgente, etereo e allo stesso tempo penetrante.
Il metodo utilizzato dagli studi di registrazione è detto « flanging » (a flangia) in cui i suoni, identici, di due registratori a nastro sono sommati, con uno dei due cui viene però variata la velocità con una pressione sulla flangia della rotella del nastro.
Il ritardo introdotto provoca che alcuni segnali si sommano in opposizione di fase e vengono cancellati.

Questa cancellazione di fase produce l'effetto particolare e vista nel dominio delle frequenze è assai simile a un filtro a pettine con frequenze di reiezione variabili.

Lo stadio di phase shift utilizzato (fig. 5.4.1) è una configurazione standard che da un'ampiezza costante e uno spostamento di fase di 0-180° in funzione della resistenza tra l'ingresso positivo e terra.

Ogni stadio dà uno shift di 90° alla frequenza di $1/(2\pi R C)$ dove C è il condensatore sull'ingresso positivo e R è la resistenza verso massa.

Sono utilizzati sei stadi di spostamento di fase, separati da un'ottava e distribuiti al centro dello spettro di frequenze audio (160 Hz - 3,2 kHz).

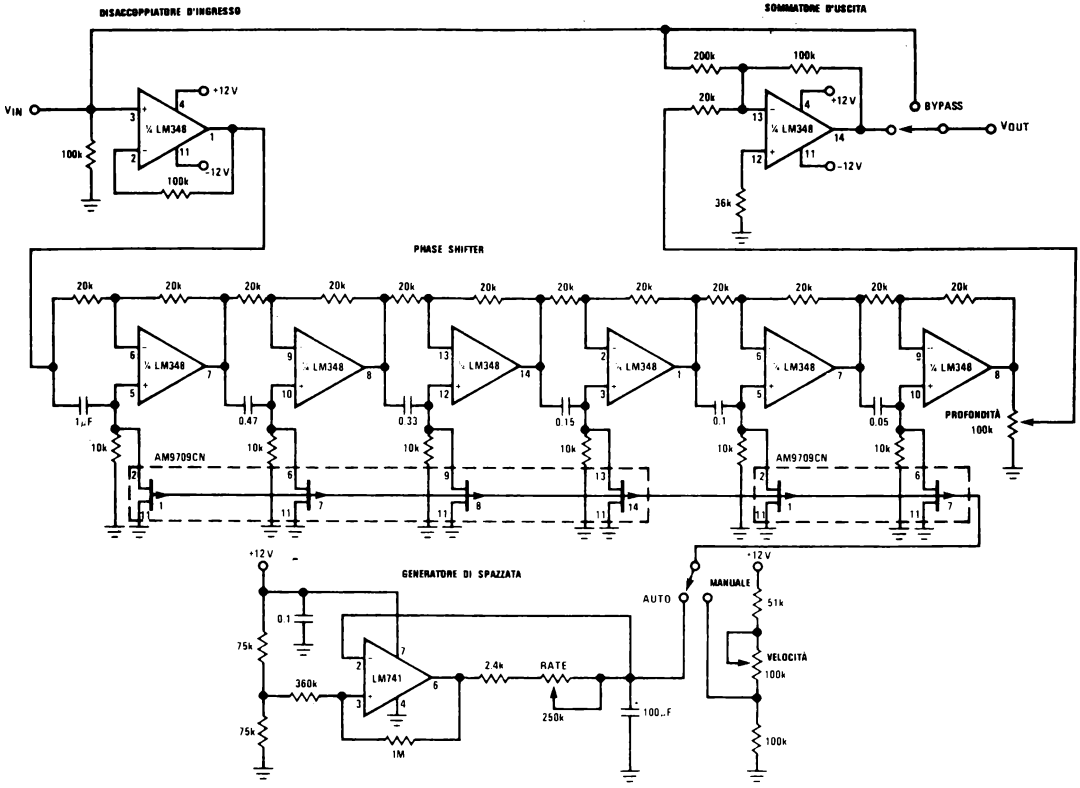


FIGURA 5.4.1 Phase Shifter

I JEFT sono utilizzati per spostare la frequenza a cui si ha il ritardo di 90° utilizzandoli come resistenze a regolazione di tensione.
Come è mostrato, la resistenza varia tra 100 Ω (FET acceso del tutto) a 10 kΩ (FET spento del tutto) il che permette una larga possibilità di variare lo spostamento di frequenza (relativamente al punto con 90° di phase shift).
La tensione di gate viene variata tra 5 V e 8 V (ottimale per il AM9709CN) sia manualmente (con un reostato manovrato con un piede) sia automaticamente con un generatore di forme d'onda triangolari LM 741. La frequenza è regolabile da 0,05 Hz (minimo) a 5 Hz (massimo). L'uscita degli stadi di spostamento di fase è risommata proporzionalmente con l'ingresso nello stadio sommatore d'uscita.

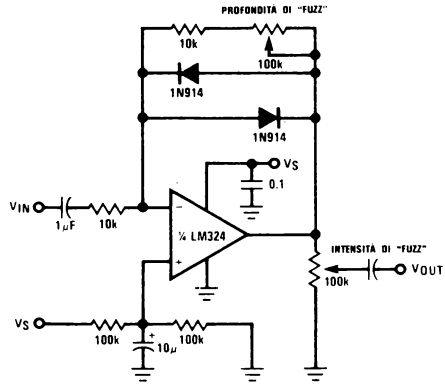


FIGURA 5.5.1 Circuito di « Fuzz »

Riferimenti bibliografici

1. Bartlett, B., « A Scientific Explanation of Phasing (Flanging) », **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 18, no. 6, December 1970, pp. 674-675.
2. Graeme, J. G., **Applications of Operational Amplifiers**, McGraw-Hill, New York, 1973, pp. 102-104.

5.5 « FUZZ »

Due diodi nella reazione di un LM 324 danno quell'effetto che negli strumenti musicali è noto come « fuzz » (fig. 5.5.1).
I diodi limitano l'escursione dell'uscita a ± 0,7 V tagliando la forma d'onda uscente.
L'onda quadra risultante contiene prevalentemente armoniche di ordine dispari con suoni simili a quelli di un clarinetto.
Il livello al quale si verifica la limitazione è controllato dal potenziometro della profondità di « fuzz » mentre il livello d'uscita è determinato da quello dell'intensità di « fuzz ».

5.6 TREMOLO

Il tremolo è una modulazione dell'ampiezza del segnale entrante con un oscillatore a bassa frequenza.

Un oscillatore di phase shift (fig. 5.6.1) che impiega un LM 324 funziona ad una frequenza regolabile (5-10 Hz) fissata dal potenziometro di VELOCITA'.
Una parte dell'uscita dell'oscillatore è presa dal trimmer di PROFONDITÀ ed è utilizzata per modulare la resistenza « ON » dei due diodi 1N914 che funzionano come attenuatori controllati in tensione.
Bisogna stare attenti a limitare il segnale di ingresso a meno di 0,6 V_{p-p} se non si vuole che si verifichi un clipping indesiderato.
(Per segnali maggiori di 25 mV si verifica un THD alto ma di solito accettabile. Applicazioni che richiedono un basso THD impongono l'utilizzo di una resistenza fotosensibile (LIGHT DETECTING RESISTOR = LDR) o un blocco a guadagno controllato di tensione. (V. fig. 4.8.9).

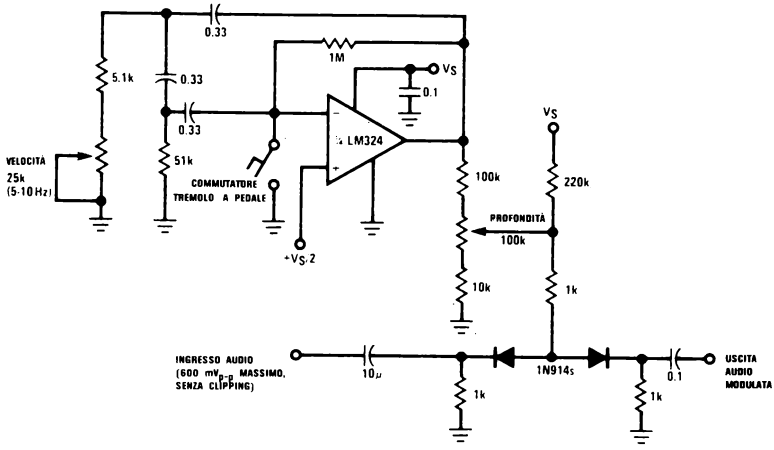


FIGURA 5.6.1 Circuito di tremolo

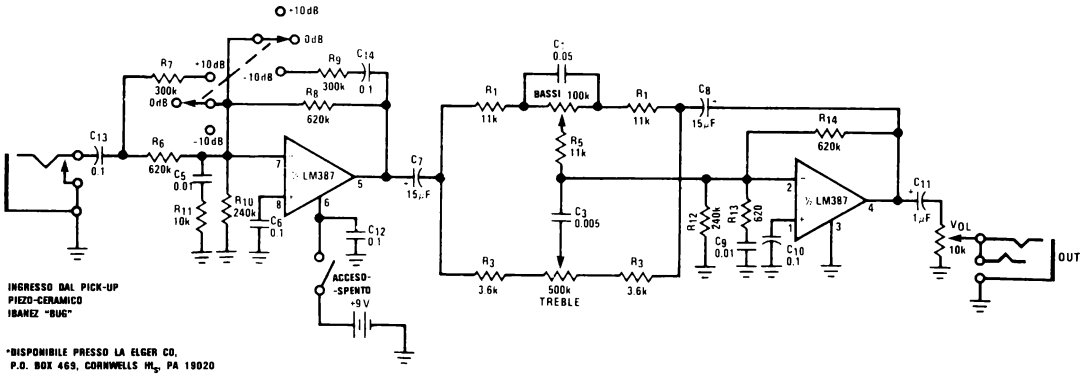


FIGURA 5.7.1 Preamp per pick-up acustici

5.7 PREAMPLIFICATORE PER PICK-UP ACUSTICI

I pick-up a contatto progettati per sentire vibrazioni prodotte da strumenti musicali a corda (per es. chitarra, violino, ecc.) richiedono una preamplificazione per dare prestazioni ottimali.
La fig. 5.7.1 presenta il LM 387 adattato a preamp per pick-up acustico con un controllo di tono alti/bassi, un controllo di volume e un commutatore per la scelta del guadagno ± 10 dB.
Il pick-up utilizzato è il modello IBANEZ « Bug » (cimice) che è un'unità piezoceramica che funziona a contatto, ha risposta piatta, è facile da usare, economico e ha un'eccellente risposta nei toni.
Utilizzando metà del LM 387 come stadio a guadagno controllabile e l'altra metà come blocco attivo di controllo del tono a due bande, il circuito completo è realizzato con solo un IC a 8 piedini e richiede ben poco spazio, lasciando così la possibilità di inserirlo, se necessario, in progetti di unità a sè stanti.

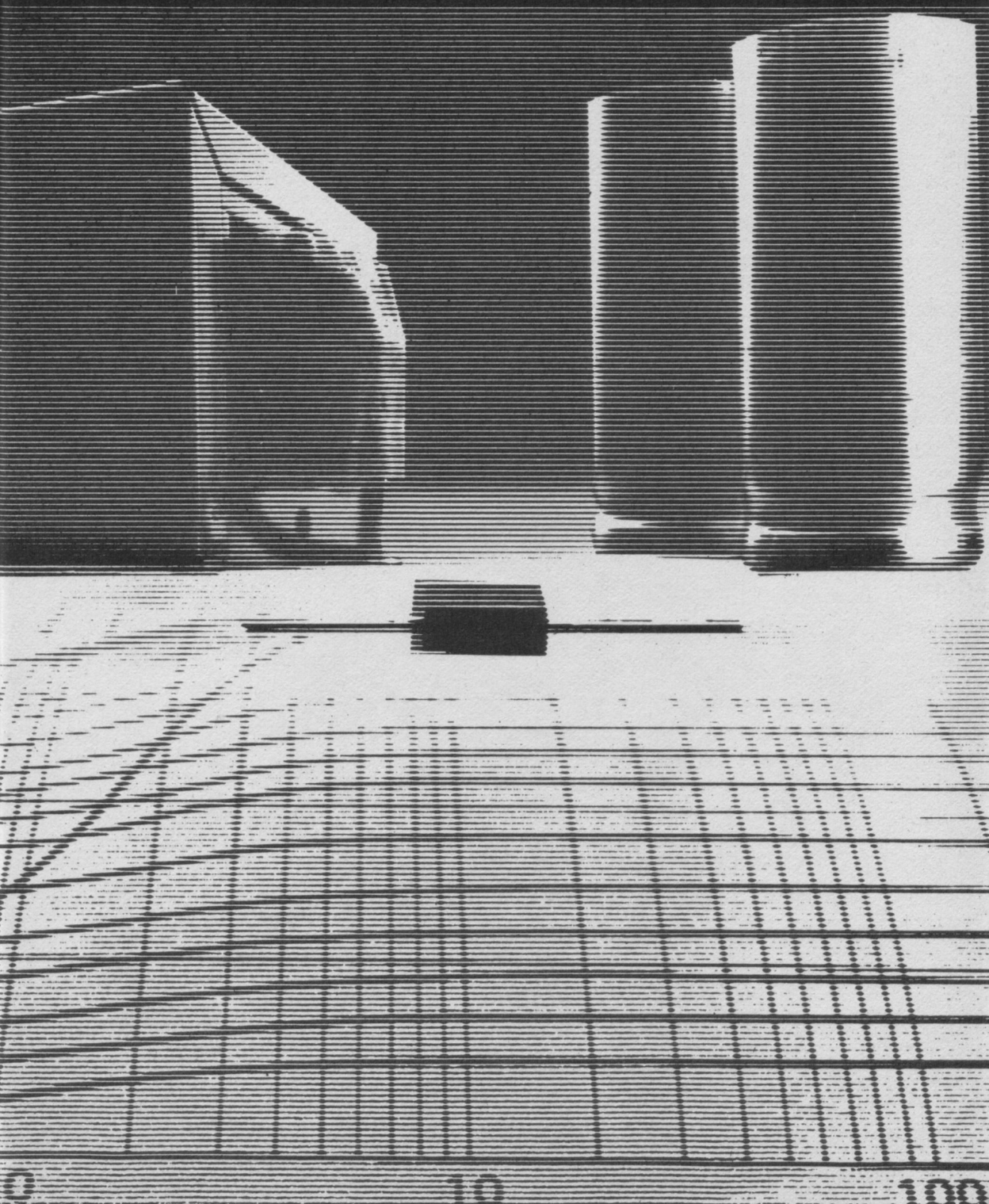
Il circuito di controllo dei toni è quello già descritto nel paragrafo 2.14.8.

L'aggiunta di un controllo sulle medie frequenze (paragrafo 2.14.9) è pure possibile e rende completa ancora più la modifica possibile dei toni.

La commutazione del guadagno ± 10 dB è realizzata con uno switch DPDT che aggiunge le resistenze in parallelo a quelle principali che determinano il guadagno R_8 e R_6.

La resistenza R_9 è accoppiata capacitivamente (C_{14}) in modo da non interferire con le condizioni DC imposte da R_8 e R_{10}.

CAPITOLO 6.0
APPENDICI



A1.0 PROGETTO DELL'ALIMENTAZIONE

A1.1 Introduzione

Una delle aree più ambigue dei data sheet sugli IC di potenza è quella che riguarda l'interpretazione dei « valori massimi assoluti », soprattutto in relazione alle « condizioni di lavoro ».
Il fatto che i parametri caratteristici siano specificati per una tensione di lavoro di alcuni volt inferiore a quella massima assoluta non è importante tanto nel multiforme mondo degli amp op quanto invece negli amp di potenza, per i quali una specifica fondamentale è data da quanta potenza può essere fornita, essendo questo un valore fortemente dipendente dall'alimentazione.
In effetti P_o è all'incirca proporzionale al quadrato dell'alimentazione. Poiché parecchi IC audio sono alimentati da un trasformatore di riduzione dalla tensione di rete, la tensione massima assoluta è un tentativo di specificare il più alto valore che l'alimentazione può toccare, comprese le sovratensioni di rete, le tolleranze del trasformatore ecc.
Tale specifica indica quindi il valore massimo assoluto cui può essere portato il IC senza che questo perda la sua piena funzionalità.
La tensione di lavoro, d'altra parte, è all'incirca quello che un'alimentazione nominale porterebbe sotto carico per tensioni di rete normali.
Alcuni amp audio hanno specifiche scorrettamente date alle loro tensioni massime assolute, questo per dare l'illusione di una grande potenza di uscita.
Tuttavia poiché solo pochi acquirenti si regolano da sé l'alimentazione nelle applicazioni di IC audio, questa specie di caccia alla specifica è, in ultima analisi, solo poco chiara e dannosa.

A1.2 Generalità

Questo paragrafo presenta metodi di progetto di alimentazioni e filtri e indicazioni per alimentazioni con raddrizzatori a semionda, a onda intera con presa centrale e a ponte.
La trattazione è sufficientemente dettagliata per permettere, anche a chi non fosse familiare con il progetto di alimentazioni, di specificare filtri, diodi raddrizzatori e trasformatori per alimentazioni monofase.
Viene fatto un riferimento generale alla fig. A1.1 con un esempio di progetto.
Non è stato fatto alcun tentativo di riportare circuiti multifase o moltiplicatori di tensione.
Per applicazioni più generali è incluso un regolatore che però può essere tralasciato ove non richiesto.

A1.3 Specifiche sul carico

Le specifiche di tensione, corrente e ripple del carico devono essere completamente dettagliate prima del progetto dell'alimentazione e del filtro.
Del resto, per quanto riguarda il filtro e l'alimentazione le specifiche del carico sono quelle date dalle condizioni d'ingresso del regolatore (vedi fig. A1.1).
Perciò V_{IN} e I_{IN} diventano le condizioni dominanti, in cui:

$I_{IN} = I_O + I_Q$, corrente d'uscita più la corrente del regolatore a riposo.

$I_{IN(MAX)} \approx I_{O(MAX)}$, corrente di lavoro a pieno carico.

$I_{IN(MIN)} \leqslant I_Q$, corrente di lavoro senza carico o con carico minimo; si può avvicinare a zero.

$V_{IN(PICCO)} = V_M$, massima tensione istantanea (di uscita del filtro) permessa senza carico, uguale al valore di picco della tensione del secondario del trasformatore alla massima tensione di rete progettata V_{PRI}; è limitata dalla tensione massima d'ingresso del regolatore.

$V_{IN} > V_O$, tensione d'ingresso DC nominale al regolatore, normalmente da 2 a 15 V più alta di V_O.

$V_{IN(MIN)} \approx V_O + 2$ V, minima tensione istantanea (di uscita del filtro) a pieno carico compresa la tensione di ripple; è limitata dalla tensione minima d'ingresso al regolatore che assicuri una soddisfacente regolazione ($V_O + V_{PERDUTA}$) ovvero dalla

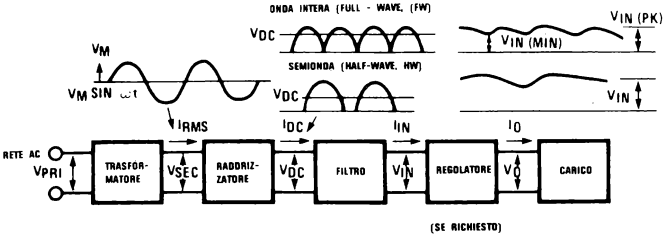
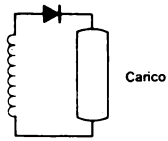
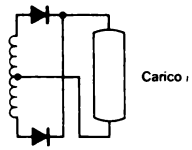
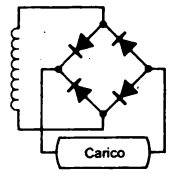
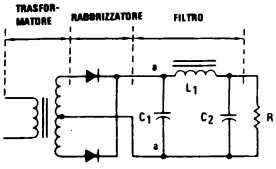


FIGURA A1.1 Schema a blocchi di una alimentazione, caso generale

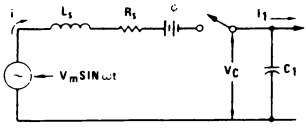
TABELLA A.1.1 Riassunto delle caratteristiche dei circuiti raddrizzatori monofase più significativi ad ingresso capacitivo

Dati per $\omega CR_L = 100$ e $R_S/R_L = 2\%$ (Valori Superiori)
e per $\omega CR_L = 10$ e $R_S/R_L = 10\%$ (Valori Inferiori)

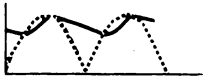
	Monofase Semionda			Monofase Onda Intera a Presa Centrale			Monofase Onda Intera A Ponte		
Collegamenti Elettrici del Raddrizzatore									
Forma d'onda portata al Filtro									
CARICO CARATTERISTICO	R	L	C	R	L	C	R	L	C
Corrente media nel Diodo $I_{F(AVG)}/I_{O(DC)}$	1	1	1	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Corrente di Picco nel Diodo $I_{FM}/I_{F(AVG)}$	3.14	-	8 5.2	3.14	2	10 6.2	3.14	2	10 6.2
Fattore di forma della corrente nel Diodo $F = I_{F(RMS)}/I_{F(AVG)}$	1.57	-	2.7 2	1.57	1.41	3 2.2	1.57	1.41	3 2.2
Corrente RMS nel Diodo $I_{F(RMS)}/I_{O(DC)}$	1.57	-	2.7 2	0.785	0.707	1.35 1.1	0.785	0.707	1.35 1.1
Tensione d'ingresso RMS per Sezione del Trasformatore $V_{SEC}/V_{IN(DC)}$	2.22	2.22	0.707	1.11	1.11	0.707	1.11	1.11	0.707
Limite VA del primario del Trasformatore	3.49	-	-	1.23	1.11	-	1.23	1.11	-
Limite VA del secondario del trasformatore	3.49	-	-	1.75	1.57	-	1.23	1.11	-
Ripple RMS totale	121	-	-	48.2	-	-	48.2	-	-
Rapporto di Raddrizzamento (Efficienza di Conversione) %	40.6	-	-	81.2	100	-	81.2	100	-



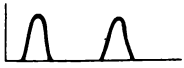
(a) Circuito reale.



(b) Circuito equivalente.

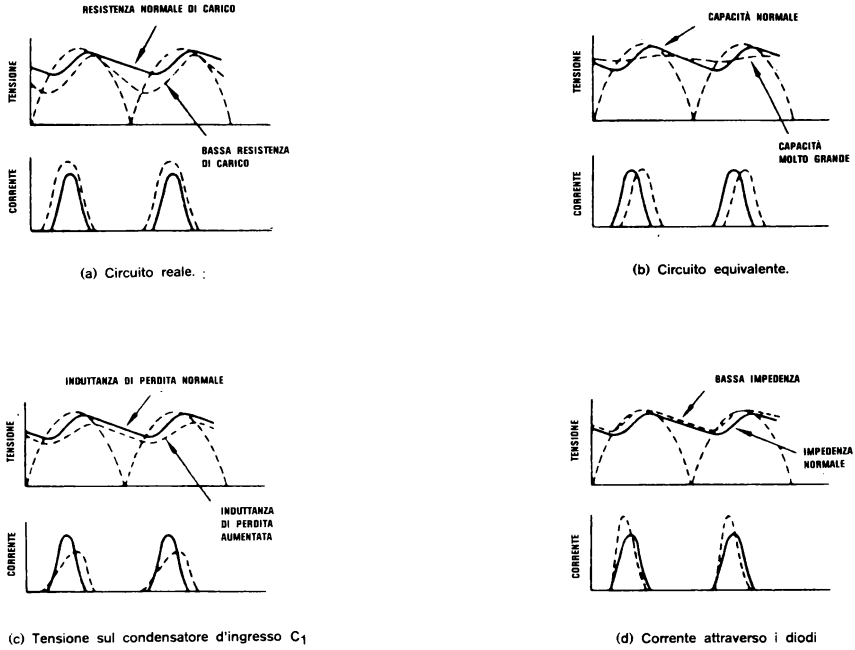


(c) Tensione sul condensatore C_1.



(d) Corrente attraverso i diodi

FIGURA A1.2 Circuiti reale ed equivalente di un sistema raddrizzante ad ingresso capacitivo, oscillogrammi di tensione e corrente per tipiche condizioni operative



(a) Circuito reale.

(b) Circuito equivalente.

(c) Tensione sul condensatore d'ingresso C_1

(d) Corrente attraverso i diodi

FIGURA A1.3 Effetti delle costanti circuitali e delle condizioni di lavoro sul comportamento di raddrizzatori con filtri ad ingresso capacitivo

tensione minima d'ingresso del regolatore che permette allo stesso di partire a pieno carico o dopo l'eliminazione di un corto circuito.

r_f, fattore di RIPPLE RMS all'uscita del filtro espresso in percento di V_{IN}; è limitato dal ripple massimo permesso sul carico modificato dalle caratteristiche di reiezione del ripple del regolatore.

A1.4 Selezione del filtro, ingresso capacitivo o induttivo

Per alimentazioni che utilizzano regolatori di tensione il filtro è spesso a ingresso capacitivo; perciò di seguito si porrà un particolare accento su questo filtro.

Tra le differenze significative che esistono tra i due tipi, notiamo che quello a ingresso capacitivo presenta:

1. Una maggiore tensione d'uscita DC.
2. Una minore regolazione della tensione d'uscita per variazioni del carico.
3. Correnti di picco nei diodi più alte rispetto a quelle medie.
4. Minori requisiti sulle specifiche PIV (« Peak Inverse Voltage », tensione inversa di picco) ai diodi.
5. Altissime sovracorrenti nei diodi all'accensione.
6. Un più alto rapporto tra le correnti del trasformatore di picco rispetto a quelle medie.

Il regolatore di tensione supplisce allo svantaggio (2) mentre i diodi a semiconduttore di prezzo moderato soddisfano alla maggior parte dei requisiti di picco e di sovraccarico a meno che non ci siano correnti di parecchi ampère.

Ancora può essere necessario soppesare l'aumento del costo di diodi e trasformatore rispetto all'alternativa di un filtro ad ingresso induttivo.

In progetti di alimentazioni che abbiano un regolatore di tensione si assumono richiesti solo una moderata regolazione dell'uscita del filtro e un mediocre ripple.

Perciò un filtro ad ingresso capacitivo darebbe correnti di picco assai più basse di quelle indicate, per confronto, in tabella A1.1.

A1.5 Progetto di filtri, ingresso capacitivo

La fig. A1.2 presenta un sistema raddrizzatore a piena onda, ingresso capacitivo (filtro) con tipiche forme d'onda per tensione e corrente.

Si noti che il ripple è inevitabile, poiché il condensatore si scarica in modo quasi lineare tra i picchi di tensione.

La fig. A1.3 riporta gli effetti sulla tensione DC, sul ripple e sulla corrente di picco dei diodi per diverse condizioni di resistenza di carico, di capacità d'ingresso, di resistenza R_S serie del diodo e del trasformatore e di induttanza di perdita del trasformatore.

Il modo più pratico per procedere a progettare filtri ad ingresso capacitivo è quello di utilizzare i grafici delle fig. A1.4-A1.7.

Si noti tuttavia che questi includono in R_S gli effetti della resistenza dinamica del diodo. Non è inclusa la caduta di tensione diretta sul diodo

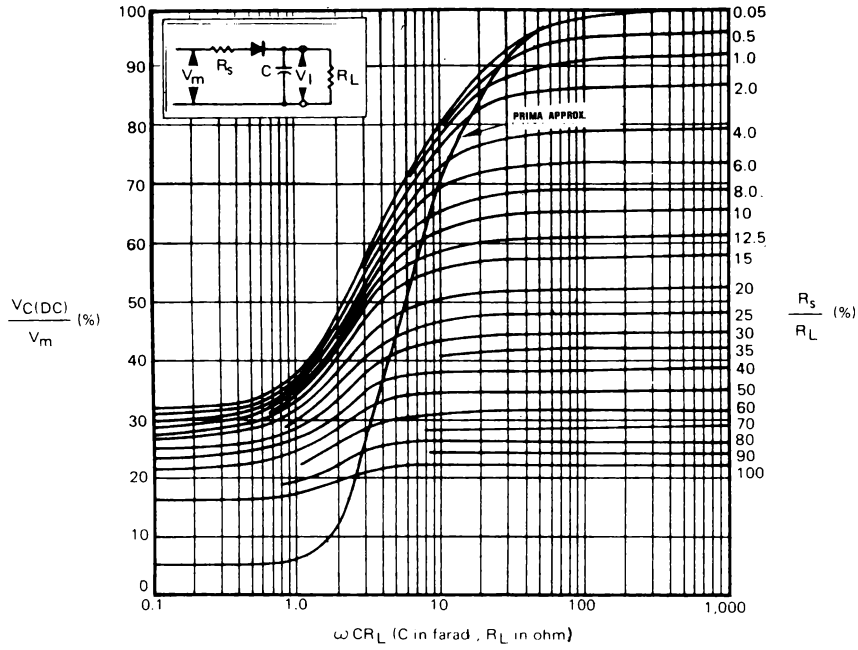


FIGURA A1.4 Relazione tra il valore di picco della tensione alternata applicata e la tensione continua d'uscita in circuiti di semionda, ingresso capacitivo (da O.H. Schade, Proc. IRE, vol. 31, p. 356, 1943)

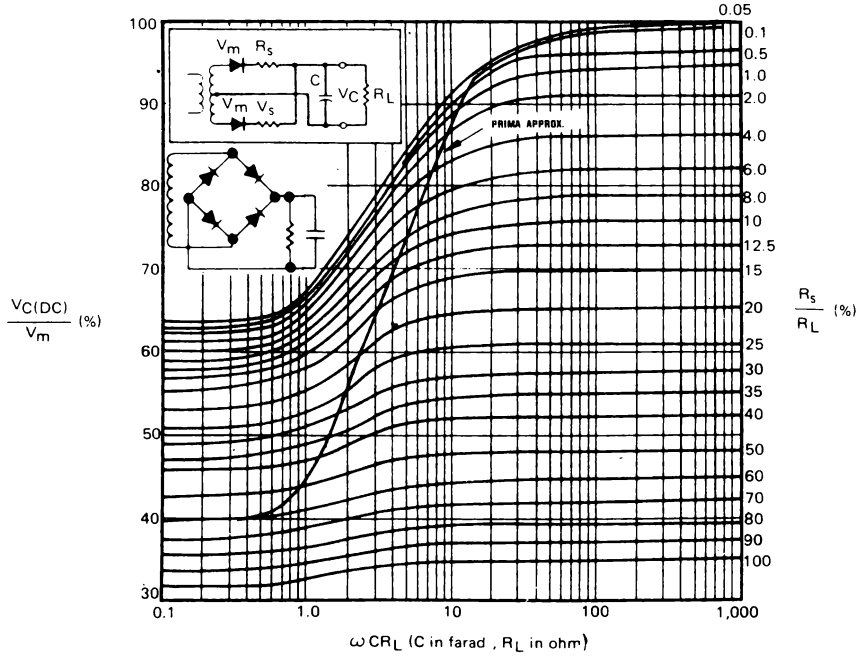


FIGURA A1.5 Relazione tra il valore di picco della tensione alternata d'ingresso e il capacitivo (da O.H. Schade, Proc. IRE, vol. 31, p. 356, 1943)

che deve essere sottratta dalla tensione del secondario del trasformatore.
Una buona regola, in prima approssimazione, è quella di sottrarre 0,7 V dalla tensione del trasformatore e supporre trascurabile la resistenza dinamica del diodo (0,02 Ω per $I_F = 1$ A, 0,26 Ω per $I_s = 100$ mA); in genere la resistenza del trasformatore occulterà largamente la resistenza dinamica del diodo.
Le figure A1.4 e A1.5 presentano la relazione tra la tensione di picco d'ingresso AC e la tensione d'uscita DC in funzione della resistenza di carico R_L, della resistenza serie del circuito R_s e della capacità d'ingresso del filtro C.
La fig. A1.4 è valida per raddrizzatori a semionda, mentre la A1.5 per raddrizzatori a onda intera.
Si noti che l'asse orizzontale è tarato in unità di ωCR_L in cui:
ω = frequenza della rete AC in Hertz x 2π
C = valore del condensatore d'ingresso in Farad
$R_L = V_{IN}/I_{IN} \approx V_o/I_o$ resistenza equivalente del carico in Ohm
R_s = somma della resistenza dinamica del diodo, della resistenza del secondario del trasformatore, della resistenza riflessa del primario e di ogni resistenza serie aggiunta per limitare i sovraccarichi
Il più grosso compromesso da realizzare nel progetto di filtri ad ingresso capacitivo è tra l'ottenere una buona regolazione di tensione con scarso ripple e il mantenere i costi bassi.
Con riferimento alle fig. A1.4 e A1.5:
1. Una buona regolazione implica $\omega CR_L \approx 10$.
2. Un ripple basso può significare $\omega CR_L > 40$.
3. Una efficienza alta vuol dire $R_s/R_L < 0{,}02$.
4. Un costo basso implica di solito basse sovracorrenti e piccoli C.
5. Una buona utilizzazione del trasformatore significa basse specifiche VA, la miglior soluzione essendo un circuito a ponte, onda intera (FULL-WAVE BRIDGE, FWB), seguito da un circuito a onda intera a presa centrale (FULL-WAVE CENTER TAP, FWCT).

Nella maggior parte dei casi si preferisce, per il basso costo, la capacità minima che realizza una regolazione ragionevole da condizioni di pieno carico a condizioni di nessun carico.
Per ottenere ciò, si prende un'intersezione con il ginocchio superiore delle curve in fig. A1.4 e A1.5.
Talvolta un condensatore di filtro dal valore inferiore non porta ad un minor costo del sistema. Per esempio aumentando il valore di C si può realmente permettere un maggior R_s/R_L che dà minori correnti RMS e di sovraccarico rendendo quindi possibile l'utilizzo di trasformatori e diodi più economici.
Ci si assicuri che i condensatori utilizzati abbiano specifiche adeguate riguardo alle correnti di ripple.
Per il progetto si seguano i seguenti passi:
1. Si assume che V_o, I_o ω e il fattore di ripple r_f sono stati stabiliti ed è stato scelto anche un regolatore di tensione appropriato. Si può allora determinare o conoscere direttamente:
   $\omega = 2\pi f = 377$ rad/sec per una rete a 60 Hz
   $r_{f(in)} = r_{f(out)}$ x il fattore di riduzione di ripple del regolatore scelto
   $V_{IN(PICCO)} \leqslant$ Max V_{IN} per il regolatore scelto; riguarda la più alta tensione di rete che si può verificare
   $V_{IN(MIN)} \approx V_o + 2$ V; tiene conto della più bassa tensione di linea possibile
   $V_{IN(DC)} + = V_{IN}$, di solito 2-15 V al di sopra di V_o;
   $V_{IN(DC)} + = V_{IN}$, di solito 2-15 V al di sopra di V_o; se scelto a metà tra $V_{IN(PICCO)}$ e $V_{IN(MIN)}$ o poco al di sotto di tale punto permette il massimo ripple di tensione
   $I_{IN} \approx I_o$ per condizioni di pieno carico
   $I_{IN(MIN)} = I_o$ per condizioni di carico aperto
   $R_L = V_{IN(DC)}/I_{IN}$
   $R_{L(MIN)} = V_{IN(MIN)}/I_{IN}$
2. Si pone $V_M \leqslant V_{IN(PICCO)}$ e si calcola $V_{IN(DC)}/V_{IN}$. Si inserisce nel grafico di fig. A1.4 o A1.5 il valore calcolato $V_{IN(DC)}/V_M$ per intersecare una delle linee R_s/R_L = cost.
   A questo punto si stima R_s o si interseca la curva chiamata « prima approssimazione ».
3. Si scende verticalmente dall'intersezione di cui al passo (2) fino all'asse orizzontale e si legge ωCR_L. Si calcola C, tenendo conto delle solite tolleranze commerciali dei condensatori (+100, —50%).
   Se $V_{IN(DC)}$ è a metà tra $V_{IN(PICCO)}$ e $V_{IN(MIN)}$ l'alimentazione può presentare al regolatore il massimo ripple.
   È quindi utile un basso valore di C.
   Se $V_{IN(DC)}$ è al di sotto di $V_{IN(MIN)}$, la dissipazione di potenza del regolatore è bassa ed è alta l'efficienza dell'alimentazione; tuttavia se si deve avere un basso ripple si richiede un grosso C.
4. Si determina dalla fig. A1.6 il fattore di ripple r_f. Ci si assicuri che la tensione di ripple non faccia cadere la V_{IN} instantanea al di sotto di $V_{IN(MIN)}$.
   Il fattore di ripple può definire il minimo C richiesto se il ripple è il fattore limitante invece della regolazione di tensione.
   Di nuovo, si tenga conto della tolleranza —50% del condensatore.

$$V_{ripple(picco)} = \sqrt{2}\,\frac{r_f}{100}\,V_{IN(DC)}$$

A1.6 Specifiche sui diodi

Per trovare i requisiti dei diodi si seguano i seguenti passi:
1. $I_{F(AVG)} = I_{IN(DC)}$ per un un raddrizzatore a semionda $I_{IN(DC)}/2$ per un raddrizzatore a onda intera (AVG — AVERAGE = medio).
2. Si determina il rapporto della corrente di picco del diodo dalla fig. A1.7; si ricordi di tener conto della massima tensione di rete che si può verificare e della tolleranza del 100% dei condensatori.
   $I_{FM} = I_{FM}/I_{F(AVG)}$ x $I_{IN(DC)}$ semionda
   $= I_{FM}/_{F(AVG)}$ x $I_{IN(DC)}/2$ onda intera
3. Si determinano i requisiti rispetto alle sovracorrenti nel diodo all'accensione di una alimentazione completamente scarica con una forma d'onda di rete AC al valore massimo previsto. La sovracorrente vale allora:

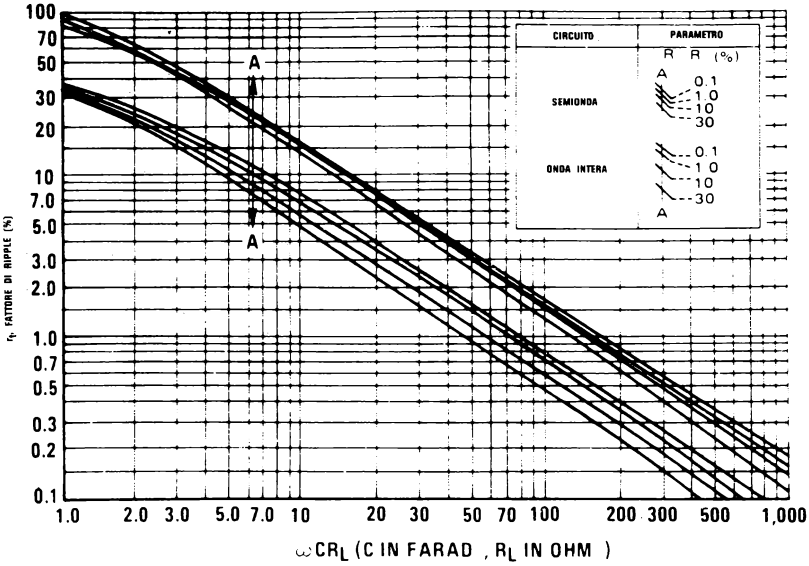


FIGURA A1.6 Tensione RMS di Ripple per circuiti ad ingresso capacitivo (da O.H. Schade, Proc. IRE, vol. 31, p. 356, 1943)

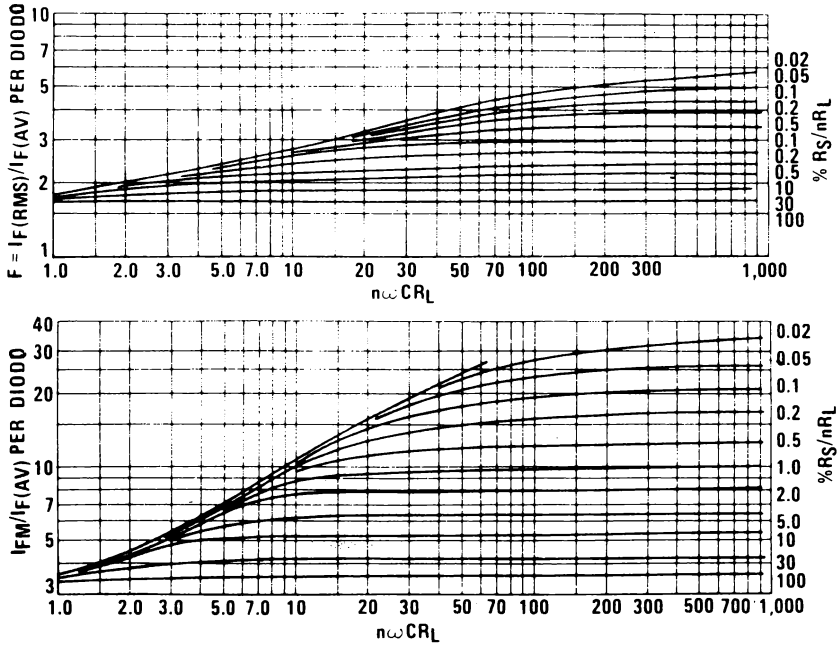


FIGURA A1.7 Relazione tra la corrente RMS quella picco/media nel diodo in circuiti ad ingresso capacitivo (da O.H. Schade, Proc. IRE, vol. 31, p. 356, 1943)

$$I_S = \frac{E_M}{R_S + ESR}$$

in cui ESR = resistenza serie efficace del condensatore.

4. Si trovano le specifiche PIV dei diodi dalla figura A1.8. In realtà i requisiti PIV possono essere assai maggiori di quelli così ottenuti a causa di picchi impulsivi sulla rete.
   Per la protezione ai transistor si vada al paragrafo A1.9.
   Si ricordi che i PIV per i diodi inseriti nella configurazione FWB sono la metà di quelli dei diodi per i circuiti raddrizzatori FWCT o HW (HALF WAVE), (semionda).

A questo punto si possono scegliere i diodi dai data sheet dei fabbricanti.
Le specifiche riguardo alle sovraccorrenti o riguardo alle correnti di picco così calcolate si trovano essere eccessivamente alte si ritorna al passo A1.5 (2) e si sceglie un maggior R_S/R_L o un più basso C.
Viceversa può essere utile scegliere un più basso R_S/R_L o un più alto C se le specifiche sulle correnti dei diodi possono essere aumentate senza un effetto contrario sul costo del trasformatore; come risultato si otterrà una più alta efficienza di alimentazione.

A1.7 Specifiche dei trasformatori

Arrivati al passo A1.5(2) bisogna decidere se utilizzare un raddrizzatore a semionda o a onda intera.
Il circuito a semionda è spesso sufficiente per alimentazioni regolate a bassa corrente; è raramente utilizzato per correnti superiori a 1 A, dove sono imposti grossi condensatori e/o grosse sovracorrenti.
L'utilizzazione del trasformatore è pure abbastanza bassa, il che vuol dire che si hanno maggiori requisiti VA per trasformatori in circuiti HW che in circuiti FW (si veda le specifiche VA della tabella A1.1).
I circuiti a semionda (HW) sono caratterizzati da un basso rapporto $V_{IN(DC)}/V_M$ a meno di utilizzare grossi C (circa quattro volte più grandi di quelli richiesti per circuiti FW) alto ripple, alti valori del rapporto corrente di picco-corrente media nel diodo e nel trasformatore e una scarsa utilizzazione del trasformatore.
Per contro richiedono un solo diodo.
Circuiti a onda intera (FW) sono caratterizzati da un alto rapporto $V_{IN(DC)}/V_M$, un basso valore di C, basso ripple, bassi valori del rapporto tra le correnti di picco e medie nei diodi e nel trasformatore e una buona utilizzazione del trasformatore.
Richiedono però due diodi nella versione a presa centrale mentre nella configurazione a ponte, con una altissima utilizzazione del trasformatore, ne servono quattro.
Le informazioni necessarie per specificare il trasformatore sono:

1. Se si ha un circuito a semionda, onda intera e presa centrale, o a onda intera a ponte.
2. La tensione V_{RMS} del secondario attraverso lo stadio del trasformatore $(V_M + 0{,}7^*)/\sqrt{2}$ (dal paragrafo A1.5).
3. La resistenza totale equivalente del secondario comprendente la resistenza riflessa del primario (dal paragrafo A1.5).
4. Le correnti di picco, medie, RMS nei diodi e negli avvolgimenti (dai paragrafi A1.6 (1) e (2) e le specifiche VA.

Le specifiche VA per il trasformatore e quelle relative alla corrente nel secondario si determinano come segue:

		FWB	FWCT	HW
$I_{RMS(SEC)}$	=	$I_{IN(DC)}\ F/\sqrt{2}$	$I_{IN(DC)}\ F/\sqrt{2}$	$I_{IN(DC)}\ F$
VA_{SEC}	=	$V_{RMS}\ I_{RMS}$	$2\ V_{RMS}\ I_{RMS}$	$V_{RMS}\ I_{RMS}$
VA_{PRI}	=	VA_{SEC}	$VA_{SEC}/\sqrt{2}$	VA_{SEC}

in cui: $F = I_{R(RMS)}/I_{IN(DC)}$
= fattore di forma secondo la fig. A1.7
V_{RMS} = tensione RMS del secondario per ogni sezione

A1.8 Ulteriore sezioni di filtri

Talvolta è auspicabile aggiungere un altro filtro per la riduzione del ripple.
In questo caso si mette in cascata un filtro LC con la sezione del filtro con un solo condensatore già progettato.
Se l'induttanza ha una bassa resistenza l'effetto sulla tensione d'uscita è piccolo.
L'ulteriore riduzione di ripple raggiunta può essere determinata dalla fig. A1.9.

A1.9 Protezione al transitorio

Spesso i valori PIV di specifica dei diodi raddrizzatori devono essere sensibilmente più grandi dei valori minimi determinati dalla fig. A1.8.
Questo è dovuto al possibile verificarsi di transistor ad alta tensione sulla rete.
Tali transistori possono arrivare a 400 V, per una rete di 111 V.
I transistori sono un risultato di carichi induttivi in commutazione nella linea di potenza. Tali carichi possono essere motori, trasformatori o si possono anche verificare a causa di commutatori per lampade SCR o regolatori di tensione a scatto o transistori di ripristino inversi in diodi raddrizzatori.
Poiché i transistor che compaiono sul primario del trasformatore sono accoppiati al secondario, i diodi raddrizzatori possono sentire tensioni di picco abbastanza alte.
Un semplice metodo di protezione contro questi transistor è utilizzare diodi con alti PIV. Tuttavia questi diodi possono essere assai costosi.
Ci sono parecchi altri metodi per proteggere i diodi raddrizzatori. Tutti confidano nell'esistenza di un qualche impedenza di rete, resistenza del primario del trasformatore o resistenza del circuito secondario. Si veda la fig. A1.10 per la sistemazione circuitale.
Questi metodi si basano sul mettere uno shunt ai diodi per dissipare l'energia del transitorio nel-

* 1.4 per il circuito a ponte a onda intera.

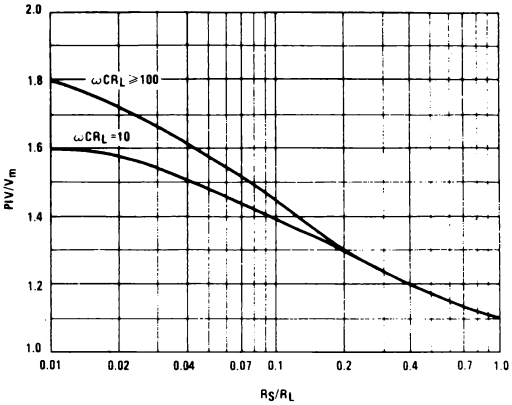


FIGURA A1.8 Rapporto tra la tensione di picco inversa di lavoro e la tensione AC di picco applicata per raddrizzatori utilizzati in filtri monofase, ingresso capacitivo

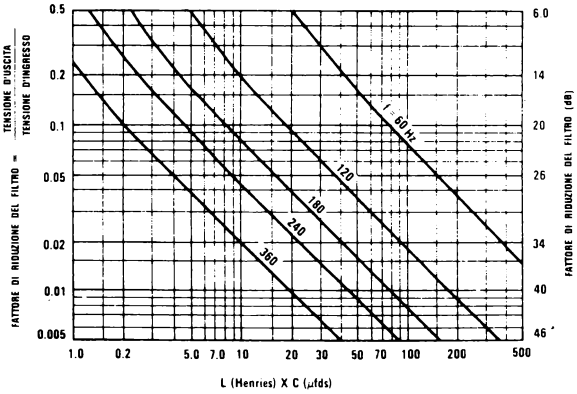


FIGURA A1.9 Riduzione nella tensione di Ripple prodotta da un filtro a una sezione induttanza-capacità per diverse frequenze di Ripple

la resistenza serie del circuito e nel dispositivo di protezione. I metodi usuali di protezione sono:

1. Una resistenza serie sul primario con un condensatore di shunt sull'avvolgimento primario (v. fig. A1.10).

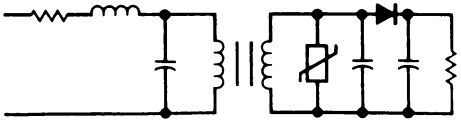
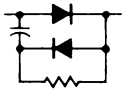


FIGURA A1.10 Circuito trasformatore/filtro che mostra la disposizione dei componenti di protezione del transitorio

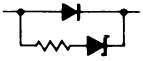
2. Induttanze serie sul primario, possibilmente con un condensatore di shunt sul primario (fig. A1.10).
3. Un condensatore di shunt sul secondario (figura A1.10).
4. Un condensatore di shunt sul diodo raddrizzatore, cosicché la potenza al transitorio è dissipata nella resistenza serie del circuito.

5. Un VARACTOR di soppressione in parallelo al diodo raddrizzatore; tale schema è abbastanza efficace ma costoso.

6. Un CLIPPER dinamico in parallelo al diodo raddrizzatore; il CLIPPER è realizzato con un R, un C e un diodo.



7. Uno Zener di shunt al diodo raddrizzatore; si può anche aggiungere una resistenza serie.



8. Un VARISTORE (per es. GE MOV) di shunt al secondario (fig. A1.10).

Di tutte queste soluzioni:

— (1), (2), (3), (4), sono i circuiti meno costosi

ma sono limitati nella loro utilizzazione a causa di una protezione incompleta.

— (4) è probabilmente il circuito che offre la maggior protezione in relazione al costo ed è tutto quello che ci vuole in alimentazioni regolate a basse correnti.

— (5), (6), (7) e (8) sono i più costosi ma danno una migliore protezione.

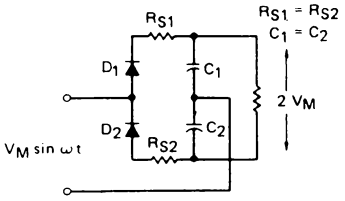
Il loro utilizzo è giustificato in alimentazioni con alte correnti in cui diventi costoso richiedere alte prestazioni PIV ai diodi ad alte correnti, o quando si incontrano altissime tensioni di transitorio.

A1.10 Duplicatori di tensione

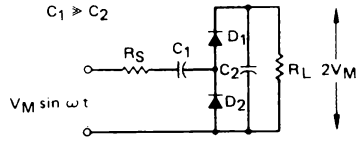
Talvolta può essere richiesto un duplicatore di tensione per aumentare la tensione d'uscita di un trasformatore. Benché si ottenga così un aumento della tensione d'uscita, questo è realizzato a spese di un maggior numero di componenti. In particolare servono due condensatori di filtro. Come indicato in fig. A1.11a ci sono 2 tipi base di circuiti duplicatori.

In fig. A1.11 è presentato un circuito duplicatore convenzionale a onda intera in cui i 2 condensatori, collegati in serie, sono caricati a semiperiodi alternati della forma d'onda.

La fig. A1.11b presenta un duplicatore di tensione a semionda in cui C_2 è caricato parzialmente in un semiperiodo; la tensione d'ingresso nel secondo semiperiodo è quindi aggiunta per dare l'effetto di duplicazione.



(a) Circuito duplicatore di tensione convenzionale (onda intera)



(b) Circuito duplicatore di tensione a cascata (semionda)

FIGURA A1.11 Circuiti duplicatori di tensione

C_1 è di solito molto più grande di C_2.

Il vantaggio di un circuito a semionda è che si ha un terminale comune d'ingresso e d'uscita; lo svantaggio è che si verifica un alto ripple, delle basse I_0 possibili e una bassa V_{OUT}.

Questi circuiti raddrizzatori essendo caricati capacitivamente danno alte correnti di picco al trasferimento dell'energia ai condensatori.

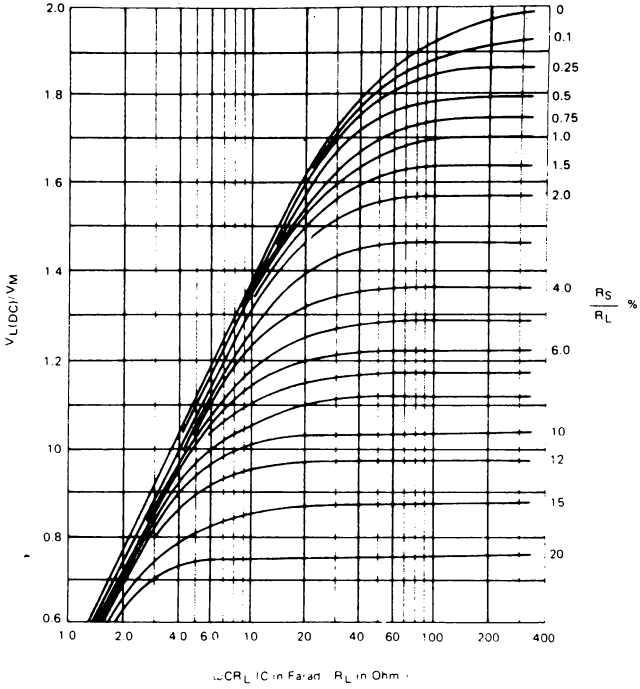


FIGURA A1.12 Tensione d'uscita in funzione delle costanti del filtro per duplicatori di tensione a onda intera

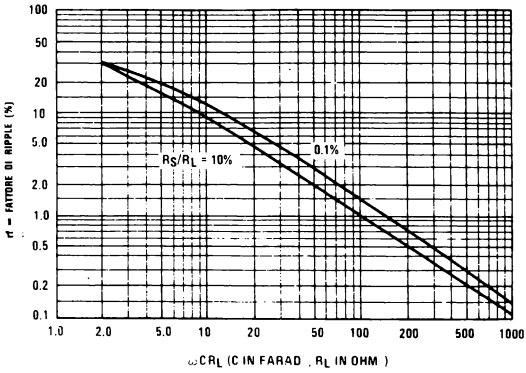
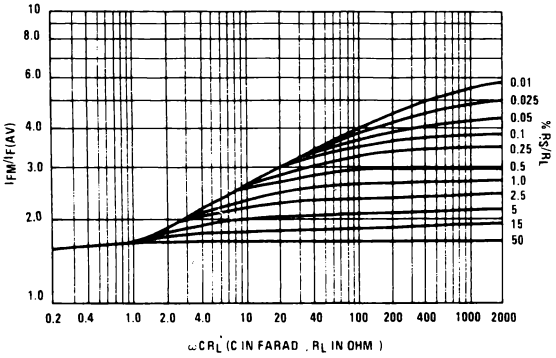


FIGURA A1.13 Ripple in funzione delle costanti del filtro per duplicatori di tensione a onda intera



RMS Rectifier Current as a Function of Filter Constants for Full-Wave Voltage Doubler

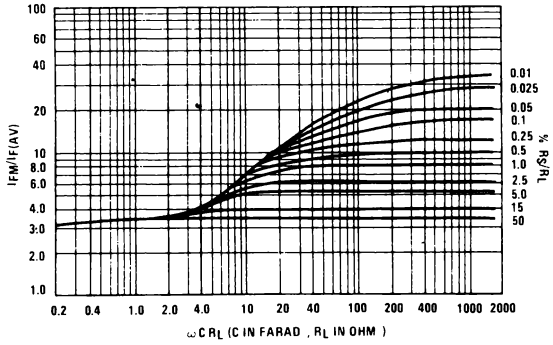


FIGURA A1.14 Relazione tra le correnti del diodo RMS e picco-media

Il progetto di filtri per questi circuiti duplicatori è simile a quello di filtri capacitivi convenzionali. Le fig. A1.12, A1.13 e A1.14 sono di aiuto nel progetto di circuiti duplicatori.

Vanno utilizzate analogamente alle fig. A1.5, A1.6, e A1.7.

A1.11 Esempio di progetto

Si progetti un alimentatore regolato da 5 V, 3 A utilizzando un LM123K.
Si determinino i valori del filtro e le specifiche per il trasformatore e il diodo.
Il ripple deve essere inferiore a 7 mV_{RMS}.
Si assuma una riduzione del ripple di 60 dB secondo le curve tipiche.

1. Si fissano le condizioni di lavoro:
   $\omega = 377$ rad/sec
   $V_{IN(PICCO)} = 18$ V, variazione superiore della tensione di rete 10%; questo permette circa 2 V di margine prima di toccare i 20 V di valore massimo V_{IN} del LM123K
   $V_{IN(MIN)} = 7{,}5$ V, variazione inferiore della tensione di rete 10%, compresi gli effetti della tensione di ripple
   $V_{IN(DC)} = 11$ V, alla tensione di rete nominale; scelto per superare $V_{IN(MIN)}$ + tensione di ripple di picco
   $V_{ripple(out)} \leqslant 7$ mV_{RMS}
   $V_{ripple(in)} \leqslant 7$ mV_{RMS}
   $r_{f(in)} \leqslant 7$ V/11 V = 63,5%
   $I_{IN} = 3$ A
   $I_{IN(MIN)} = I_O = 20$ mA
   $R_L = 11$ V/3 A = 3,67 Ω
   $R_{L(MIN} = 7{,}5$ V/3 A = 2,5 Ω
2. Si pone:
   $V_M = 16{,}3$ V nominale, che equivale a 18 V - 10% di variazione della rete
   $V_{IN(DC)}/V_M = 11/16{,}3 = 0{,}67$
   Si suppone una rettificazione a ponte a onda intera a causa delle alte correnti di carico. Si inserisce nel grafico di fig. A1.5 il valore $V_{IN(DC)}/V_M = 0{,}67$ per intersecare la curva di Prima Approssimazione.
3. Si scende all'asse orizzontale per trovare $\omega CR_L = 3{,}33$ così si ottiene $R_S/R_L \approx 13\%$ ovvero $R_S = 0{,}4$ Ω.
   $$C = \frac{3{,}33}{3{,}67 \times 377} = 2400\ \mu F$$
   (4800 μF supponendo tolleranze di capacità di — 50%).
4. Il fattore di ripple è il 15% dalla fig. A1.6. Il ripple è quindi:
   $V_{ripple(picco)} = \sqrt{2} \times 0{,}15 \times 11 = 2{,}33$ V picco.
5. Controllando $V_{IN(MIN)}$:
   $V_M = 16{,}3$ V ovvero considerando un abbassamento del 10% della tensione di rete, 14,8 V
   $V_{IN(DC)} = 14{,}8 \times 0{,}67 = 9{,}91$ V
   Sottraendo il valore di picco del ripple
   $V_{IN(MIN)} = 9{,}91 - 2{,}33 = 7{,}6$ V
   che è interno alle specifiche.
   Tutte le richieste sono state quindi rispettate.
6. Le specifiche sul diodo sono:
   $$I_{F(AVG)} = \frac{I_{IN(DC)}}{2} = 1{,}5\text{ A per raddrizzatori a onda intera}$$
   $I_{FM} = 8 \times 1{,}5$ A = 12 A, dalla fig. A1.7, considerando una maggiorazione del 100% su C, date le tolleranze commerciali
   $I_S = 18$ V/0,48 Ω = 37,5 A il peggior caso con una tensione di rete aumentata del 10% trascurando il condensatore ESR
   $I_{F(RMS)} = 2{,}1 \times 1{,}5$ A = 3,15 A, dalle fig. A1.7, tenendo conto della tolleranza di + 100% per i condensatori.
7. Le specifiche per il trasformatore sono:
   $$V_{SEC(RMS)} = \frac{16{,}3 + 1{,}4}{\sqrt{2}} = 12{,}6 \text{ per FWB}$$
   (= 24 per FWCT)
   $R_S = 0{,}48$ Ω compresa la resistenza riflessa del primario, ma sottratta la resistenza dei diodi (x 2)
   $I_{AVG} = I_{IN(DC)} = 3$ A
   $$I_{SEC(RMS)} = \frac{I_{IN(DC)} \times F}{\sqrt{2}} = \frac{3\text{ A} \times 2{,}1}{1{,}414} = 4{,}45\text{ A}$$
   Si valuta VA = 4,45 A x 12,6 = 56 VA ovvero 62 VA, considerando una maggiorazione del 10% sulla tensione di rete.

A2.0 CONVERSIONE IN DECIBEL

A2.1 Definizioni

Il decibel (dB) è l'unità utilizzata per confrontare livelli relativi di onde sonore o di segnali di tensione o di potenza negli amplificatori.

Il numero di dB di cui due potenze d'uscita P_1 e P_2 (in Watt) possono differire è dato da:

$$10 \log \frac{P_1}{P_2}$$

o espresso in volt:

$$20 \log \frac{E_1}{E_2} \text{ (figura A2.1)}$$

o espresse come correnti:

$$20 \log \frac{I_1}{I_2}$$

Mentre i rapporti delle potenze sono indipendenti dai valori d'impedenza del generatore e del carico, i rapporti delle tensioni e delle correnti in tali formule si mantengono validi solo quando sono uguali le impedenze Z_1 e Z_2 di generatore e carico. Nei circuiti in cui queste impedenze differiscono, i rapporti delle tensioni e delle correnti valgono:

$$dB = 20 \log \frac{E_1 \sqrt{Z_2}}{E_2 \sqrt{Z_1}} \text{ ovvero } 20 \log \frac{I_1 \sqrt{Z_1}}{I_2 \sqrt{Z_2}}$$

Livelli particolari di riferimento, per es. il punto 0 dB, sono caratterizzati da una lettera seguente all'abbreviazione dB.
I suffissi più comuni e una loro definizione sono:

dBm - con riferimento a 1 mW di potenza in una linea di 600 Ω (0 dBm = 0,775 V)

dBv - con riferimento a 1 V (indipendentemente dal valore dell'impedenza)

dBW - con riferimento a 1 W

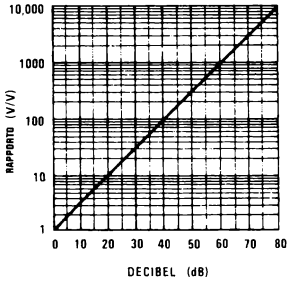


FIGURA A2.1 Grafico del rapporto del guadagno conversione in decibel (Nota: per valori dB negativi, ovvero attenuazione del guadagno, si inverte il numero del rapporto. Per es.

A2.2 Relazioni tra dB/ottava e dB/decade

dB/ottava	dB/decade
3	10
6	20
9	30
10	33,3
12	40
15	50
18	60

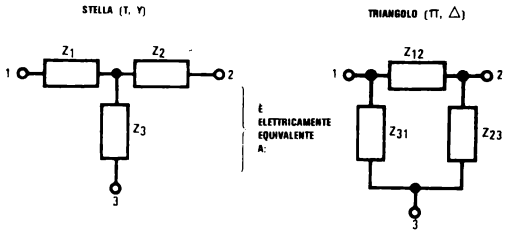
A3.0 TRASFORMAZIONE STELLA-TRIANGOLO

Le tecniche di trasformazione stella-triangolo (e viceversa triangolo-stella) sono mezzi analitici comodi e utili per la comprensione delle reti di reazione.
Sono anche conosciute come trasformazioni:

T - TT o TT - T (Y - Δ o Δ - Y)

Si riportano di seguito le relazioni di equivalenza.

A3.1 Stella triangolo

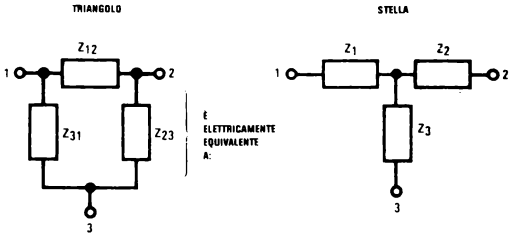


$$Z_{12} = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \quad \text{(A3.1.1)}$$

$$Z_{23} = Z_2 + Z_3 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_1} \quad \text{(A3.1.2)}$$

$$Z_{31} = Z_3 + Z_1 + \frac{Z_3 Z_1}{Z_2} \quad \text{(A3.1.3)}$$

A3.2 Triangolo-stella



$$Z_1 = \frac{Z_{12} Z_{31}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}} \quad \text{(A3.2.1)}$$

$$Z_2 = \frac{Z_{12} Z_{23}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}} \quad \text{(A3.2.2)}$$

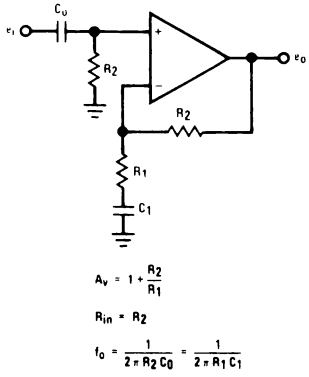
$$Z_3 = \frac{Z_{31} Z_{23}}{Z_{12} + Z_{23} + Z_{31}} \quad \text{(A3.2.3)}$$

A4.0 BLOCCHI CIRCUITALI FONDAMENTALI

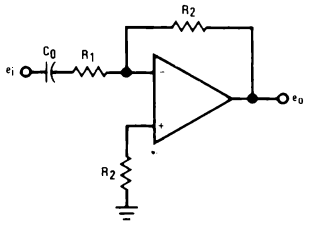
Definizioni:

A_v = Guadagno AC ad anello chiuso
f_o = Bassa frequenza — 3 dB Angolo
R_{in} = Impedenza d'ingresso

A4.1 Amplificatore A non invertente



A4.2 Amplificatore AC invertente

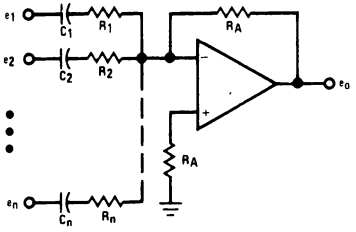


$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{in} = R_1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_0}$$

A4.3 Amplificatore sommatore invertente



$$e_0 = -R_A\left(\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \ldots + \frac{e_n}{R_N}\right)$$

SE $R_1 = R_2 = \ldots = R_N$ QUINDI

$$e_0 = -\frac{R_A}{R_1}(e_1 + e_2 + \ldots + e_n)$$

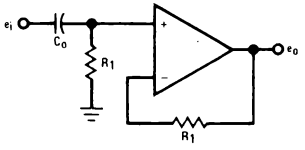
Commenti generali:

— Si omettono, per chiarezza, i collegamenti alle alimentazioni.

— Si suppongono alimentazioni sdoppiate.

— Polarizzazione con una sola alimentazione in fig. A4.9 o A4.10.

A4.4 Disaccoppiatore non invertente

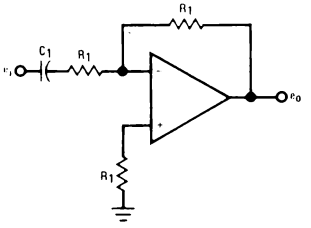


$$A_v = 1$$

$$R_{in} = R_1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_0}$$

A4.5 Disaccoppiatore invertente

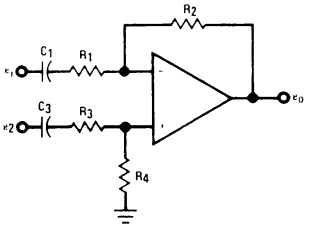


$$A_V = -1$$

$$R_{in} = R_1$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

A4.6 Amplificatore delle differenze



$$e_0 = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4}\right)\frac{R_4}{R_1} e_2 - \frac{R_2}{R_1} e_1$$

SE $R_1 = R_3$* AND $R_2 = R_4$* QUINDI

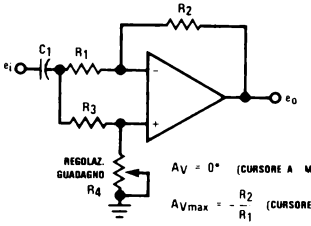
$$e_0 = \frac{R_2}{R_1}(e_2 - e_1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi (R_3 + R_4) C_3}$$

$R_2 = R_4$ PER UN ERRORE DI OFFSET MINIMO

*-0,1% DI ADATTAMENTO PER IL MASSIMO DI CMRR

A4.7 Amplificatore AC a guadagno variabile



$A_V = 0$* (CURSORE A MASSA)

$A_{Vmax} = -\frac{R_2}{R_1}$ (CURSORE ALL'INGRESSO +)

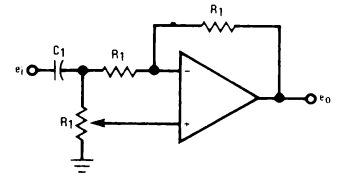
$R_1 = R_3$
$R_2 = R_4$

$R_{in} = \frac{R_1}{2}$ ((MINIMO)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\left(\frac{R_1}{2}\right)C_1}$$

*LIMITATO DAL CMRR DELL'AMPLIFICATORE E ADATTAMENTO DI $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$. P.ES LF 356 E 0.1% DI ADATTAMENTO E EQUIVALENTE A > 80 dB PER A_{Vmax} = 20dB

A4.8 Innesco del commutatore (commutatore di polarità o controllo di guadagno 4 quadranti)



$A_v = +1$ CURSORE SU C_1

$A_v = 0^*$ CURSORE A METÀ

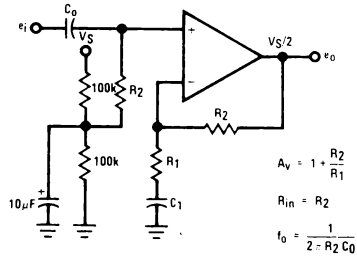
$A_v = -1$ CURSORE A MASSA

$R_{in} = \frac{R_1}{2}$ MINIMO

$f_0 = \frac{1}{2\pi\left(\frac{R_1}{2}\right)C_1}$

*ALL'INTERNO DEL CMRR DELL'AMP.

A4.9 Polarizzazione con una sola alimentazione di un Amp AC non invertente

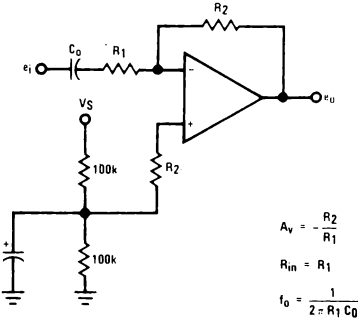


$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

$R_{in} = R_2$

$f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C_0} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$

A4.10 Polarizzazione con una alimentazione di un Amp AC invertente



$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$

$R_{in} = R_1$

$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_0}$

A5.0 ANALISI DEL RUMORE DELLE TESTINE FONO MAGNETICHE

A5.1 Introduzione

I metodi attuali di misura del rapporto segnale-rumore (S/N) non rappresentano la reale situazione di rumore di preamp fono in condizioni di lavoro reali.
Le misure di rumore con l'ingresso cortocircuitato sono solo una misura della tensione di rumore del preamp., e trascurano così due altre sorgenti di rumore: la corrente di rumore del preamp. e il rumore della testina fono.
I moderni preamp. fono hanno rapporti S/N tipici intorno a 70 dB (inferiori a 2 mV @ 1 kHz) che corrispondono a una tensione di rumore di ingresso di 0,64 μV.

Il rumore della testina (rif. bibl. 1) e della rete d'ingresso è tipicamente più grande della tensione di rumore del preamp, determinando in definitiva il rapporto S/N. Questo fatto deve essere considerato quando si definiscono le prestazioni di rumore di un preamp.
Un metodo di analisi del rumore in reti complesse è presentato nel seguito e quindi utilizzato in un problema esemplificativo.

A5.2 Riassunto delle nozioni fondamentali sul rumore

Il rumore in una rete passiva è termico, generato dalla parte reale di una impedenza complessa secondo la relazione di NYQUIST:

$$\overline{V_n^2} = 4\,k\,T\,Re(Z)\,\Delta f \qquad (A5.2.1)$$

in cui: $\overline{V_n^2}$ = valore quadratico della tensione di rumore

k = costante di Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ W-sec/°K)

T = temperatura assoluta (°K)

Re(Z) = parte reale dell'impedenza complessa (Ω)

Δf = larghezza di banda del rumore (Hz)

La tensione totale di rumore per una certa banda di frequenze può essere facilmente calcolata se si ha rumore bianco (ovvero Re(Z) è indipendente dalla frequenza).
Non è questo il caso delle testine fono o della maggior parte dei problemi di rumore reali.
Il tutto viene complicato dalla veloce variazione dell'impedenza della rete della testina e dalla equalizzazione RIAA del preamp. combinate.
Il rumore totale d'ingresso in un caso non ideale può essere calcolato spezzando lo spettro di rumore in numerosi intervalli parziali in cui il rumore è approssimato bianco e calcolando il rumore per ciascuna di queste parti.
Il rumore totale d'ingresso è la somma RMS del rumore presente in ciascuno degli intervalli parziali $N_1, N_2 \ldots, N_n$.

$$V_{noise} = (V_{N1}^2 + V_{N2}^2 + \ldots + V_{Nn}^2)^{1/2} \qquad (A5.2.2)$$

Questa espressione non tiene conto delle variazioni di guadagno del preamp. che cambiano anche il carattere del rumore all'uscita del preamp.
Riportando l'equalizzazione RIAA all'ingresso del preamp. e normalizzando il guadagno a 0 dB, 1 kHz, il rumore della testina equalizzata può essere allora calcolato:

$$V_{EQ} = (|A_1|^2 V_{N1}^2 + |A_2|^2 + \ldots + |A_n|^2 V_{Nn}^2)^{1/2} \qquad (A5.2.3)$$

in cui: V_{EQ} = rumore d'ingresso del preamp. equalizzato

$|A_n|$ = grandezza del guadagno equalizzato al centro di ciascun intervallo di rumore (V/V).

A5.3 Impedenza della testina

Il modello semplificato a parametri discreti di una testina fono è costituito da una induttanza e resistenza serie in parallelo con una piccola capacità.

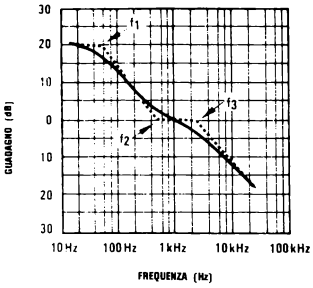
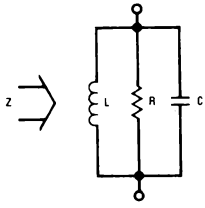


FIGURA A5.1 Guadagno RIAA normalizzato



$R = R_A \| R_p$

$L = L_p$

$C = C_s + C_c$

Ogni testina ha un carico consigliato formato dal certo parallelo di una resistenza a una capacità. Un modello della testina e della rete d'ingresso del preamp. è riportato in fig. A.5.2.

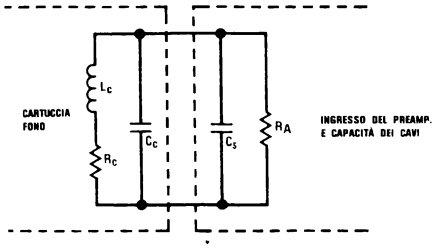
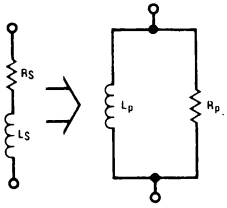


FIGURA A5.2 Cartuccia fono e rete d'ingresso del Preamp

Questa apparentemente semplice rappresentazione circuitale è del tutto sufficiente per l'analisi e non richiede ulteriori semplificazioni.
Utilizzando le equazioni, la serie R-L è trasformata in un parallelo L-R.



$$Q = \frac{\omega L_S}{R_S}$$

$$R_p = R_S(1 + Q^2) \qquad \text{(A5.3.1)}$$

$$L_p = L_S\left(\frac{1+Q^2}{Q^2}\right)$$

Le relazioni di impedenza per questa rete sono:

$$Re(Z) = \frac{RX_L^2 X_C^2}{(RX_L - RX_C)^2 + X_L^2 X_C^2}$$

$$|Z| = \frac{RX_L X_C}{[(RX_L - RX_C)^2 + X_L^2 X_C^2]^{1/2}} \qquad \text{(A5.3.2)}$$

A5.4 Esempio

I calcoli per il rumore d'ingresso fono equalizzato RIAA sono fatti utilizzando le equaz. (A5.2.1)-(A5.3.2).

Devono essere scelte le frequenze centrali e gli intervalli di frequenza: quindi si calcolano i valori di R_p, L_p, Re(Z), $|Z|$ e del rumore per ciascun intervallo e si somma quindi per ottenere il rumore totale.

Larghezze di un'ottava a partire da 25 Hz possono essere sufficienti per un calcolo approssimato del rumore.

Si usa in questo esempio una testina fono ADC27 caricata con C = 250 pF e R_A = 47 kΩ, come è specificato dal costruttore, con costanti della testina R_s = 1,13 kΩ e L_s = 0,75 H (si può trascurare C_c).

La tabella A5.1 presenta un riassunto dei calcoli richiesti per questo esempio.

A5.5 Conclusioni

Il rumore equalizzato RIAA della testina fono ADC27 e della rete d'ingresso del preamp. vale 0,75 μV per la banda audio. Sarebbe questo il limite per il rapporto S/N se il preamp. fosse privo di rumore, ma in realtà non esistono amp. con rumore nullo.

Se la tensione di rumore del preamp. fosse di 0,64 μV si avrebbe allora un rumore reale per il sistema di 0,99 μV $[(0{,}64^2 + 0{,}75^2)^{1/2}$ μV] ovvero un rapporto S/N di —66 dB (2 mV, @ 1 kHz d'ingresso).

Tabella A5.1 Riassunto dei calcoli

Intervallo f (Hz)	25 - 50	50 - 100	100 - 200	200 - 400	400 - 800	800 - 1,6k	1,6k - 3,2k	3,2k - 6,4k	6,4k - 12,8k	12,8k - 20k
Centro f (Hz)	37,5	75	150	300	600	1200	2400	4800	9600	16,4k
f_{BW} (Hz)	25	50	100	200	400	800	1600	3200	6400	7,2k
$Q = \frac{\omega L_S}{R_S}$	0,156	0,313	0,625	1,25	2,5	5	10	20	40	68,4
Q^2	0,0244	0,098	0,391	1,56	6,25	25	100	400	1600	4678,6
$1+Q^2$	1,0244	1,098	1,391	2,56	7,25	26	101	401	1601	4679,6
$\frac{1+Q^2}{Q^2}$	42	11,24	3,56	1,64	1,16	1,04	1,01	1,0	1,0	1,0
R_p (Ω)	1,16k	1,24k	1,57k	2,9k	8,2k	29,4k	114k	454k	1,8M	5,29M
L_p (H)	31,5	8,43	2,67	1,23	0,87	0,78	0,76	0,75	0,75	0,75
$R_P \| R_A$ (Ω)	1,13k	1,21k	1,52k	2,74k	7k	18,1k	32,9k	42,6k	45,8k	46,6k
X_L (Ω)	7,42k	3,97k	2,52k	2,32k	3,28k	5,88k	11,45k	22,6k	45,2k	77,2k
X_c (Ω)	17M	8,48M	4,24M	2,12M	1,06M	0,53M	0,265M	0,133M	66,3k	38,8k
$R_c(Z)$ (Ω)	1,11k	1,11k	1,11k	1,15k	1,26k	1,73k	3,86k	12,4k	41,5k	34k
I_{ZI} (Ω)	1,12k	1,15k	1,3k	1,77k	2,97k	5,59k	11,7k	24,4k	43,6k	40,1k
e_{nz} (nV/$\sqrt{Hz}$)	4,1	4,1	4,1	4,1	4,3	5,1	7,3	14	26	23
V_N (nV)	20,5	29	41	58	86	144,2	292	792	2080	1952
V_n^2 (nV^2)	420,3	840,5	1681	3362	7396	20,8k	85,3k	627,7k	4,33M	3,81M
A^2	63,04	31,6	10	3,17	1,59	0,89	0,45	0,159	0,05	0,025
$A^2 V_n^2$ (nV^2)	26,5k	26,6k	16,8k	10,7k	11,8k	18,5k	38,1k	99,7k	216,3k	95,2k

$(\Sigma V_n^2)^{1/2} = 2{,}98$ μV rumore non equalizzato.
$(\Sigma |A_n^2|^2 V_n^2)^{1/2} = 0{,}75$ μV RIAA rumore equalizzato.

Si verificano quindi 4 dB di perdita; un'ulteriore peggioramento è poi apportato dalla corrente di rumore del preamp.
È così evidente che gli attuali metodi di misura del rapporto S/N per preamp. fono non sono adeguati a definire le prestazioni reali del sistema e che si dovrebbe utilizzare un nuovo metodo, che più accuratamente rispecchiasse le prestazioni vere del sistema.

Riferimenti bibliografici

1. Hallgren, B. I., « On the Noise Performance of a Magnetic Phonograph Pickup », **Jour. Aud. Eng. Soc.**, vol. 23, September 1975, pp. 546-552.
2. Fristoe, H. T., « The Use of Q Equations to Solve Complex Electrical Networks », **Engineering Research Bulletin**, Oklahoma State University, 1964.
3. Korn, G. A. and Korn, T. M., **Basic Tables in Electrical Engineering**, McGraw-Hill, New York, 1965.
4. Maxwell, J., The Low Noise JFET — The Noise Problem Solver, Application Note AN-151, National Semiconductor, 1975.

A6.0 AMP OP DI USO GENERALE UTILI IN APPLICAZIONI AUDIO

La famiglia NATIONAL SEMICONDUCTOR di circuiti integrati progettati espressamente per applicazioni audio consiste di 5 preamp doppi, 3 amp di potenza doppi e 6 amp di potenza singoli.

Tutti questi dispositivi sono discussi dettagliatamente nel corso di questo manuale; ci sono tuttavia altri dispositivi utili nel progetto audio general purpose, alcuni dei quali sono riportati nella tabella A6.1.

Dal punto di vista funzionale la maggior parte trova la sua utilizzazione in una fase posta tra i preamp e gli amp di potenza in cui si può dover trattare segnali di livello di rete.

La scelta reale di un componente specifico sarà poi determinata dalle funzioni reali da svolgere.

TABELLA A6.1 An Op General Purpose utili nel campo audio

Dispositivo [1]	Singolo	Doppio	Quadruplo	Compensato	Decompensato [2]	Non Compensato	Slew Rate [3] (V/µs)	Alimentazione Tipica (Min. → Max.)	Corrente Massima di Alimentazione (mA)	Caratteristiche Generali di Interesse per Applicazioni Audio
LM301A	X					X	5[4]	±3 → ±18	3	Bassa THD.
LM310	X			X			30	±5 → ±18	5.5	Disaccoppiatore veloce, guadagno unitario
LM318	X			X			50	±5 → ±18	10	Alto slew rate
LM324			X	X			0.3	3 → 30 (±1.5 → ±15)	2	Quadruplo, bassa corrente di alimentazione
LM343	X			X			2.5	±4 → ±34	5	Alta tensione di alimentazione
LM344	X					X	30	±4 → ±34	5	LM343 veloce
LM348			X	X			0.5	±5 → ±18	4.5	LM741 quadruplo
LM349			X		X		2	±5 → ±18	4.5	LM348 veloce
LF355	X			X			5	±5 → ±18	4	LF356 a bassa corrente di alimentazione
LF356[5]	X			X			12	±5 → ±18	10	Veloce, ingresso JFET, basso rumore
LF357	X				X		50	±5 → ±18	10	LF356 con più elevato slew rate
LM358		X		X			0.3	3 → 30 (±1.5 → ±15)	1.2	LM324 doppio
LM394	—	—	—		—	—	—	—	—	Coppia di transistor a basso rumore con eccellente adattamento
LM741	X			X			0.5	±3 → ±18	2.8	Cavallo di battaglia universale
LM747		X		X			0.5	±3 → ±18	5.6	LM741 doppio (14 Pin)
LM1458		X		X			0.2	±3 → ±18	5.6	LM741 doppio (8 Pin)
LM3900			X	X			0.5	4 → 30 (±2 → ±15)	10	Quadruplo Amp differenziale di corrente
LM4250	X			X			0.03	±1 → ±18	0.1	Potenza dissipata minima

1. I dispositivi riportati sono commerciali (0 °C - 70 °C); sono disponibili anche intervalli di temperatura estesi.
2. Dispositivi decompensati stabili al di sopra di un guadagno minimo di 5 V/V
3. A_V = 1 $V/_V$ ove non diversamente precisato
4. Condensatore di compensazione = 3 pF, A_V = 10 $V/_V$ minimo
5. Particolarmente raccomandato per la realizzazione di blocchi audio di utilizzo generale

A7.0 RESISTENZE DI REAZIONE E RUMORE DI UN AMP

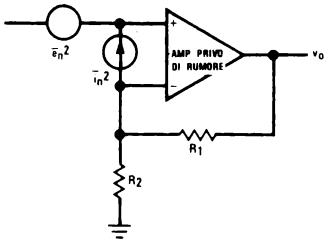


FIGURA A7.1 Amp reazionato

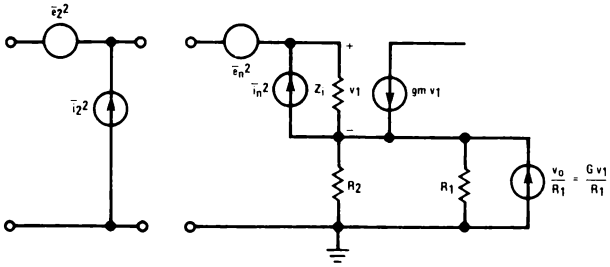


FIGURA A7.2 Modello del primo stadio di un amplificatore

Per vedere l'effetto delle resistenze di reazione sul rumore di un amp, si utilizzi il modello dell'amp di fig. A7.1 riportato in fig. A7.2.

Dobbiamo mostrare che i generatori di rumore interni $\overline{e_n}^2$ e $\overline{i_n}^2$ sono correlati con i generatori di rumore esterni all'anello di reazione $\overline{e_2}^2$ e $\overline{i_2}^2$.

Il rumore d'uscita a v_o può essere messo in relazione con v_1 dal guadagno ad anello aperto dell'amp G, ovvero:

$v_o = v_1\ G$

Così v_1 è una misura diretta del comportamento del rumore dell'amp.

Si prenda l'amp a circuito aperto e si eguaglino gli effetti dei due generatori di corrente di rumore; per sovrapposizione:

$v_1 = i_2\ Z_i$

e inoltre: $v_1 = i_n\ Z_i$

perciò: $\overline{i_n}^2 = \overline{i_2}^2$

Si cortocircuiti l'ingresso dell'amp per determinare l'effetto dei generatori di tensione di rumore.

Per far questo si cortocircuiti l'amp a $\overline{e_2}^2$ e si determini il valore v_1, quindi si cortocircuiti l'ingresso a $\overline{e_n}^2$ e si trovi il valore di v_1.

$$e_2 = v_1 + R_1||R_2\left(gm\ v_1 + \frac{G\ v_1}{R_1}\right)$$

$$v_1 = e_2 \frac{1}{1 + gm\ R_1||R_2 + G\dfrac{R_1||R_2}{R_1}} \qquad \text{(A7.1)}$$

Ora si colleghi l'ingresso a $\overline{e_n}^2$; $\overline{e_n}^2$ e $\overline{i_n}^2$ contribuiscono entrambi a v_1.

$\overline{e_n}^2$ dà:

$$v_1 = e_n \frac{1}{1 + gm\ R_1||R_2 + G\dfrac{R_1||R_2}{R_1}} \qquad \text{A7.2)}$$

$\overline{i_n}^2$ dà:

$$-v_1 = Z_i||R_1||R_2\left(gm\ v_1 + G\frac{v_1}{R_1} - i_n\right)$$

Si suppone $Z_i \gg R_1||R_2$:

$$v_1 = \frac{i_n\ R_1||R_2}{1 + gm\ R_1||R_2 + G\dfrac{R_1||R_2}{R_1}} \qquad \text{(A7.3)}$$

Si aggiungono le equazioni (A7.2) e (A7.3) e si eguaglia all'equazione (A7.1):

$$\frac{\overline{e_n}^2 + \overline{i_n}^2\,(R_1||R_2)^2}{\left(1 + gm\ R_1||R_2 + G\dfrac{R_1||R_2}{R_1}\right)^2} = \frac{\overline{e_2}^2}{\left(1 + gm\ R_1||R_2 + G\dfrac{R_1||R_2}{R_1}\right)^2}$$

e quindi $\overline{e_2}^2 = \overline{e_n}^2 + \overline{i_n}^2\,(R_1||R_2)^2$.

A8.0 AFFIDABILITÀ

Consumer Plus Program

Il programma National Consumer Plus (C+) è un programma completo che assicura una alta qualità e affidabilità dei circuiti integrati plastici.
Il programma C+ aumenta sia la qualità che la affidabilità dei prodotti commerciali NATIONAL.
È nato per soddisfare quelle industrie utilizzatrici che non possono effettuare un esame 100% dei IC utilizzati o che non vogliono farlo, e che purtuttavia vogliono una qualità migliore del comune e superiori livelli di affidabilità per i propri IC.
Utilizzatori di IC che specificano le parti trattate C+ troveranno che il programma:

— elimina per il 100% la necessità di controlli elettrici iniziali;
— elimina la necessità, e quindi il costo corrispondente, di laboratori di controllo;
— riduce il costo dei circuiti già realizzati da rimettere a posto;
— riduce i guasti in ambiente di lavoro;
— riduce i tempi morti dell'attrezzatura.

L'affidabilità fa risparmiare

Con il numero sempre più grande di circuiti integrati nei moderni prodotti commerciali è diventato sempre più importante il problema dei guasti di IC e questo, giustamente, per almeno due ragioni principali.
Per prima cosa l'effetto dell'affidabilità dei componenti sull'affidabilità del sistema può essere abbastanza drammatico. Per esempio si supponga che un fabbricante di TV a colori debba scegliere IC affidabili al 99%.
Si trova che se solo sette di questi IC sono utilizzati nel sistema TV, l'affidabilità complessiva della parte IC sarebbe solo del 50% per un prodotto su dieci.
In altri termini solo nove dei dieci sistemi prodotti funzionerebbero.
Il risultato? Alto costo di produzione e una prevedibile grossa difficoltà nella vendita.
Secondariamente sia che il sistema sia piccolo o grande non si può essere continuamente perseguitati dallo spettro di inutili costi di manutenzione; non solo crescono i costi di lavoro, riparazione o revisione, ma può diventare anche proibitivo la sostituzione nella situazione operativa.

Affidabilità in relazione alla qualità

Le parole « affidabilità » (RELIABILITY) e « qualità » sono spesso scambiate come se fossero aspetti coincidenti di merito di un prodotto.
Ma affidabilità e qualità sono cose differenti e gli utilizzatori di IC devono comprenderne la diversità per poter valutare gli svariati programmi di vendita per un miglioramento dei prodotti che si trovano generalmente disponibili (in particolare il Programma NATIONAL CONSUMER PLUS).

Il termine **qualità** dà informazioni riguardo alla popolazione di IC guasti tra dispositivi buoni e in genere si riferisce al numero di prodotti imperfetti che arrivano al livello utilizzatore.
Vista altrimenti, la qualità può invece essere il numero di IC imperfetti che non vengono trovati a livello venditore.

È così la funzione del settore Controllo di Qualità (QUALITY CONTROL, QC) del venditore di controllare il successo di quel venditore nel ridurre il numero di IC imperfetti che sfuggono.
Il QC realizza quanto sopra attraverso test sui pezzi uscenti secondo campioni.

Il livello di qualità accettabile (ACCEPTABLE QUALITY LEVEL, AQL) determina a sua volta quanto accurato e stringente deve essere il campionamento.
All'aumentare del AQL diventa sempre più difficile che parti non buone sfuggano ed aumenta così la qualità dei pezzi usciti dalla fabbrica.
Il concetto di **affidabilità**, d'altra parte, si riferisce a quanto bene un pezzo inizialmente buono sopporterà l'ambiente di lavoro.
L'affidabilità è misurata come percentuale di pezzi che si guastano in un certo periodo di tempo.
Così si può verificare che IC di alta qualità siano, di fatto, poco affidabili, mentre altri di bassa qualità abbiano una alta affidabilità.

Migliorare l'affidabilità dei pezzi trattati

Il fattore più importante che influenza l'affidabilità di un pezzo è la sua costruzione: i materiali utilizzati e il metodo con cui sono stati assemblati.
È vero che l'affidabilità non può essere controllata in un pezzo, ma ci sono prove e procedure, che si possono realizzare, che sottopongono il IC a tensioni superiori a quelle che esso sopporterà nel suo uso reale.
Queste prove elimineranno quei pezzi più scadenti.
In ogni test di affidabilità le parti più deboli saranno le prime a guastarsi: i Test di fatica accelerano i guasti delle parti deboli.
Poiché quindi i test di fatica provocano guasti nei componenti più delicati prima del passaggio all'utilizzatore, la popolazione dei pezzi usciti dalla fabbrica dimostrerà di fatto una maggiore affidabilità di esercizio.

Miglioramento della qualità

Quando un venditore IC parla di un test finale al 100% dei suoi componenti, ogni pezzo venduto dovrebbe essere buono.
Tuttavia in ogni popolazione di oggetti prodotti su larga scala esiste una certa percentuale di pezzi guasti.
Uno dei modi migliori per ridurre il numero di queste parti cattive è semplicemente quello di collaudare di nuovo le parti prima del trasporto.

Così se c'è un 1% di possibilità che un pezzo non buono sfugga a essere rivelato all'inizio, un nuovo collaudo dei pezzi riduce questa probabilità a solo 0,01% (una restrizione analoga del collaudo per campioni del gruppo QC ottiene questo risultato).

Il programma National Consumer Plus offre qualità e affidabilità

Abbiamo detto prima che il Programma C+ migliora la qualità e l'affidabilità dei circuiti integrati plastici National, e abbiamo precisato la differenza tra questi due concetti.
Ora, è possibile metterli insieme?
La risposta sta nel programma C+, che è un processo continuo di test di fatica e di collaudi raddoppiati.
Se si esclude l'ispezione conclusiva QC, che è fatta per campioni, tutti i passi del processo C+ sono svolti al 100% su tutti i pezzi del programma.
Il seguente schema di flusso mostra come tutto questo è realizzato.

Processo epoxy B per tutti i pezzi plastici

Alla National tutti i semiconduttori plastici, IC compresi, sono stati costruiti con questo processo da qualche tempo a questa parte.
Tutti i passi di lavorazione, di verifica e di controllo QC sono progettati per dare prodotti altamente affidabili. (È disponibile un rapporto sulla affidabilità che dà, in dettaglio, il background del EPOXY B, il motivo di questa scelta National e dati sulla affidabilità per comprovare il successo).

Sei ore di cottura a 150 °C

Questo collaudo porta i collegamenti della piastrina e tutte le connessioni a filo in una situazione di duttibilità e di rottura e serve quindi a eliminare i collegamenti e le piste peggiori.

Cinque cicli di temperatura (da 0 °C a 100°C)

Portare i circuiti intorno ai 100 °C di temperatura elimina ogni altro collegamento scadente che era passato invece indenne al test di cottura.

Collaudo elettrico di funzionalità ad alta temperatura (100 °C)

Un test ad alta temperatura così fatto, con le tensioni applicate, mette la piastrina nelle condizioni più severe possibili.
Questo collaudo è effettivamente realizzato a 100°C, 30 °C più in alto della temperatura limite dell'ambiente.
Tutti i dispositivi sono provati completamente in un ambiente di 100 °C. (Anche se EPOXY B ha virtualmente eliminato alternanze termiche, questo test viene effettuato per assicurarsi contro la pur remota possibilità di un tale evento. Si ricordi che nel Programma C+ l'accento è posto sull'eliminazione di tutti quei dispositivi dal comportamento scadente che abbasserebbero altrimenti l'affidabilità operativa dei pezzi).

Collaudo dei parametri e della funzionalità

Questi collaudi a temperatura ambiente, funzionali e parametrici, sono i collaudi finali attraverso cui tutti i prodotti NATIONAL passano normalmente.

Piani di ispezione QC più stringenti del solito

La maggior parte dei venditori campionano i pezzi da ispezionare per un AQL del 0,65%.
Per alcuni è sufficiente perfino un più largo AQL dell'1%.
Viceversa non solo la NATIONAL SEMICONUCTOR campiona i pezzi per un AQL di 0,28% per tutti i parametri DC dei data sheet, ma impone anche un AQL di 0,14% per la funzionalità.
I guasti funzionali — non variazioni dei parametri al di fuori delle specifiche — costituiscono la maggior parte dei guasti dei sistemi.
Così questo modo di campionare da 5 a 7 volte più severo (da 0,65% — 1% a 0,14% di AQL) porta ad una qualità sostanzialmente più elevata nei pezzi C+.
E voi potete quindi riporre fiducia sulla bontà dei vostri IC, senza bisogno di ulteriori collaudi al loro arrivo.

Prodotti Commercializzati

Di seguito sono riportati i parametri di campionamento QC utilizzati nel nostro programma di collaudo Consumer Plus.

Test	Temperatura	AQL
Funzionalità Elettrica	25°C	0.14%
Test parametrico, DC	25°C	0.28%
Test parametrico, AC	100°C	1%
Meccanico, principale	25°C	1%
Meccanico, minori	—	0.25%
	—	1%

L. 9.500
(8.962)

Edizione italiana dell' "AUDIO HANDBOOK"
della National Semiconductor

JACKSON ITALIANA EDITRICE